

DIPL.-ING. NORBERT MAYER

DK 621.396:645.33.001

## **Über die Hörbarkeit von linearen Verzerrungen bei natürlichen Klängen**

*Mitteilung aus dem Rundfunktechnischen Institut Nürnberg*

In einer elektroakustischen Übertragungskette wird der Lautsprecher im allgemeinen als das schwächste Glied angesehen, da sein Frequenzgang die größten Abweichungen von einer geraden Linie aufweist. Diese Abweichungen bewirken lineare Verzerrungen. Ihre Auswirkungen bestehen darin, daß bei stationären Klängen Teiltonbereiche bevorzugt oder benachteiligt übertragen werden. Außerdem bedingen diese Verzerrungen in nichtstationären Vorgängen eine Veränderung der zu diesen gehörenden Frequenzspektren, was eine Veränderung der Ausgleichsvorgänge zur Folge hat. Von verschiedenen Autoren wurde die Hörbarkeit von Einschwingvorgängen und der Änderung von Teiltönen in stationären Klängen untersucht. Leitet man aus diesen Arbeiten die Forderungen ab, die an einen ideal arbeitenden Lautsprecher zu stellen sind, so kommt man zu Bedingungen, die in der Lautsprecherkonstruktion kaum zu erfüllen sind. Die erwähnten Arbeiten wurden jedoch unter sehr idealisierten Bedingungen durchgeführt, da entweder gut definierte stationäre Klänge oder einzelne Töne impulsförmig dem Ohr dargeboten wurden. Es ergibt sich damit die Frage, welche linearen Verzerrungen bei natürlichen Klängen unter normalen Abhörbedingungen noch wahrnehmbar sind. Im folgenden sollen nun einige Untersuchungen beschrieben werden, in denen versucht wurde, zu einer ersten Beantwortung dieser Frage zu kommen. Die Untersuchungen können keinen Anspruch auf Vollständigkeit erheben, da sie wegen ihres orientierenden Charakters nicht konsequent in jeder erforderlichen Richtung durchgeführt wurden. Dadurch ist es nicht möglich, Zusammenhänge zwischen allgemeinen Eigenschaften des menschlichen Gehörs und den gefundenen Ergebnissen aufzuzeigen. Trotzdem werden diese es ermöglichen, in manchen Fragen der Praxis einen ersten Anhaltspunkt zu gewinnen.

Für die Untersuchungen liegt es zunächst nahe, dem Beobachter in einem normalen Abhörraum ein Klangbild über einen Lautsprecher darzubieten und im Wiedergabekanal abwechselungsweise eine resonanzkurvenartige Absenkung

oder Anhebung ein- und auszuschalten. Die Frequenzgangänderungen könnten durch die Halbwertsbreite und die Resonanzüberhöhung der Resonanzkurve definiert werden. Denkt man jedoch an die Verwendung der Meßergebnisse, so erweist sich eine derartige Definition nicht als zweckmäßig. In der Praxis liegt beispielsweise die Aufgabe vor, bei der Beurteilung eines Lautsprechers eine Aussage über Bemerkbarkeit von Frequenzgangabweichungen von einer geraden Linie zu machen oder zwei Frequenzkurven von verschiedenen Lautsprechern miteinander zu vergleichen. In beiden Fällen ist nicht zu erwarten, daß die Abweichungen die Form einer gut definierten Resonanzkurve aufweisen werden.

Die einzuschaltenden Frequenzgangabweichungen wurden deshalb durch die mittlere Abweichung innerhalb eines bestimmten Frequenzintervalls definiert. Die Verwendung der Meßergebnisse ist damit in der Weise möglich, daß in der zur Beurteilung vorliegenden Frequenzkurve die mittlere Frequenzgangabweichung von einer Bezugslinie ermittelt wird. Dies liegt im Sinne einer energiemäßigen Betrachtung, denn mit dieser Definition kann nur ausgesagt werden, daß in einem Frequenzbereich die Leistung und damit der mittlere Schalldruck bei stationären Vorgängen um einen bestimmten Betrag geändert wird. Eine Aussage über die verursachten Ausgleichsverzerrungen ist damit nicht möglich, da diese von der Kurvenform der Frequenzgangabweichung abhängen. Diese Vernachlässigung der Kurvenform erscheint aus folgenden Gründen zulässig: In zahlreichen Abhörversuchen mit Lautsprechern hat es sich gezeigt, daß der Klangeindruck immer in erster Linie sich mit dem deckte, der auf Grund der Frequenzkurve für stationäre Vorgänge zu erwarten war. Ferner ist die Annahme naheliegend, daß den Einschwingvorgängen in natürlichen Klängen in den meisten Fällen keine große Bedeutung zukommt. Sehr viele Musikinstrumente haben Einschwingzeiten, die in der Größenordnung von 50 bis 100 ms liegen. Die Energiebeträge der Frequenzspektren der Einschwingvorgänge werden deshalb nur sehr gering sein. Da in natürlichen Klängen sehr häufig gleichzeitig stationäre und nichtstationäre Vorgänge vorhanden sind, wird die Energie der zu den Einschwingvorgängen gehörenden „Knackgeräusche“ vollkommen von der viel größeren Energie der stationären Vorgänge verdeckt. Unter stationären Vorgängen sollen dabei noch jene verstanden werden, bei denen das Ohr dem Auf und Ab der Schallstärke zu folgen vermag. Dadurch wird aber einem Beobachter das Erkennen nichtstationärer Vorgänge, die sich durch ihr „Knackgeräusch“ kenntlich zeigen sollen, noch erschwert. Diese Überlegungen haben für einzelne impulsförmige Töne natürlich keinen Sinn, da dort die „Knackgeräusche“ sauber beobachtet werden können.

Um trotzdem im Laufe der Untersuchung die Kurvenform berücksichtigen zu können, wurde das Verzerrungsglied so aufgebaut, daß bei gleicher mittlerer Frequenzgangsabsenkung zwei verschiedene Kurvenformen gewählt werden konnten. So ergaben sich beispielsweise für eine mittlere Absenkung von 4 db in der Oktave von 600 ... 1200 Hz bei annähernd rechteckiger Kurvenform eine größte Absenkung von 6 db und eine Halbwertsbreite von etwa 400 Hz. Die zweite Kurve zeigte bei gleicher mittlerer Absenkung eine größte Absenkung von 25 db und eine Halbwertsbreite von etwa 35 Hz. Die mittleren Absenkungen wurden jeweils im Bereich einer Oktave definiert. In den Nachbaroktaven blieben dann die mittleren Absenkungen kleiner als etwa 0,5 db. Eine definierte Einstellung der mittleren Absenkungen konnte in den 7 Oktaven von 75 Hz ... 9600 Hz vorgenommen werden.



## Die Ermittlung der mittleren Frequenzgangabsenkung

Die Erfassung einer mittleren Frequenzgangabsenkung geschieht in folgender Weise. In Abb. 1 sei der relative Frequenzgang am Ausgang des Verzerrungsgliedes in einem linearen Koordinatensystem aufgetragen. Der Oktavbereich  $\Delta f$  wird in mehrere gleich große Abschnitte  $df$  unterteilt. Im Bereich  $\Delta f$  tritt bei geradlinigem Frequenzgang an einem Widerstand  $R$  die Leistung

$$N_a = \frac{U_a^2}{R} \Delta f \quad (1)$$

auf, wenn in dem Bereich  $\Delta f$  alle möglichen Schwingungen mit gleicher Amplitude vorhanden sind und  $U_a^2/R$  die Leistung pro Hz Bandbreite ist. Ersetzt man die abgesenkte Frequenzkurve durch die in der Abbildung eingezeichnete Treppenkurve, wobei die Amplituden in den Teilbereichen  $df$  konstant angenommen werden, so ändert sich die Leistung im Intervall  $df$  mit  $1/k^2$ .  $k$  stellt den Quotienten zwischen der Bezugslinie und der Treppenoberkante dar. Im Bereich  $\Delta f$  gilt damit für die Leistung  $N_a$  bei abgesenktem Frequenzgang näherungsweise

$$N_a \approx \frac{1}{R} \sum_{n=1} \left( \frac{U_a}{k_n} \right)^2 df \quad (2)$$

Diese Leistung kann man sich ersetzen durch eine Leistung

$$N = \frac{1}{R} \left( \frac{U_a}{k} \right)^2 \Delta f, \quad (3)$$

wobei  $k$  einer mittleren Absenkung entspricht. Durch Gleichsetzen von (2) und (3) folgt für die mittlere Absenkung

$$k = \sqrt{\frac{\Delta f}{df} \frac{1}{\sum_{n=1}^6 \frac{1}{k_n^2}}} \quad (4)$$

Die mittlere Absenkung in db ist dann

$$A = 20 \log k. \quad (5)$$

Abb. 1. Relativer Frequenzgang am Verstärkerausgang

Die oben angeführte Berechnung der mittleren Absenkung  $A$  ist natürlich um so genauer, je größer die Anzahl der Teilabschnitte  $df$  im Bereich  $\Delta f$  ist. Bei der Eichung des für die Untersuchungen verwendeten Verzerrungsgliedes haben sich 6 Teilabschnitte  $df$  als ausreichend erwiesen.

## Die Durchführung der Untersuchung

In einem Studio mit einer Nachhallzeit von etwa 0,4 s wurde ein Lautsprecher in 2 m Entfernung vom Beobachter aufgestellt. Der Lautsprecher wurde von einer guten Magnettonanlage gespeist, wobei der Verzerrer mit veränderbarem Frequenzgang in den Verstärkungszug mit eingeschaltet war. Mit Hilfe eines Schalters gab der Beobachter das Zeichen zum Umschalten. Dies erschien notwendig, damit sich der Beobachter voll auf den Umschaltmoment konzentrieren konnte. Zuvor wurde darauf hingewiesen, in welcher Oktave die Frequenzgangsänderungen vorgenommen wurden und die damit verbundene Klangfarbenänderung durch eine große Absenkung deutlich demonstriert. Diese Hinweise waren

erforderlich, um die durch das Umschalten bedingten Änderungen von den im Klangbild an sich vorhandenen Änderungen unterscheiden zu können. Zur Untersuchung wurden verschiedene Musikstücke von jeweils einer Minute Dauer benutzt. Während der Darbietung konnte der Beobachter nach Belieben umschalten, allerdings durfte dies nicht in einer periodischen Weise geschehen, da dies einer Amplitudenmodulation gleichgekommen wäre. Zu entscheiden war, ob ein Unterschied wahrgenommen wurde oder nicht. Im Laufe der Darbietung von einer Minute Dauer war eine bestimmte mittlere Absenkung fest eingestellt. Danach folgte eine Pause von etwa einer Minute und das gleiche Musikstück wurde dann mit einer veränderten Absenkung wieder vorgespielt. Die Absenkung wurde, von großen Werten ausgehend, so lange verringert, bis kein Unterschied mehr wahrgenommen werden konnte. Danach erfolgte eine Vergrößerung der Absenkung, bis der Beobachter wieder mit Ja entschied. Meist war es so, daß der zweite Ja-Wert dem vorhergegangenen letzten entsprach. Es zeigte sich, daß zum Erkennen des Umschaltens eine gewisse Übung im technischen Hören erforderlich ist. Während die im Hören geübten Laboringenieure die sich für die Untersuchung zur Verfügung stellten, klar zwischen Ja und Nein unterscheiden konnten, war dies bei ungeübten Personen erst nach einiger Einübung möglich.

## Die Untersuchungsergebnisse

Zur Untersuchung wurden vier verschiedene Musikkänder abgespielt; Klangbild 1 war eine Klavieraufnahme, Klangbild 2 Cembalo mit Flöte, Klangbild 3 Cembalo allein und Klangbild 4 eine Orchesteraufnahme. Um einen groben Anhaltspunkt für die spektrale Schalldruckverteilung zu gewinnen, wurden die Aufnahmen über ein Oktavsieb analysiert und mit einem Pegel-Schnellschreiber aufgezeichnet (Abb. 2).

Die Abb. 3a, b, c, d (s. S. 6) enthalten die Untersuchungsergebnisse. Diese sind trotz des verschiedenartigen Charakters der dargebotenen Musikstücke annähernd die gleichen. Die eingezeichneten Kurven stellen die Mittelwerte aus den einzelnen Meßpunkten dar. In den Oktaven 5, 6, 7 und 8 wurde eine mittlere Absenkung von etwa 4 db gerade noch wahrgenommen. Für das Klangbild 1 fällt die Oktave 8 aus, da in diesem Frequenzbereich im Klangbild praktisch keine

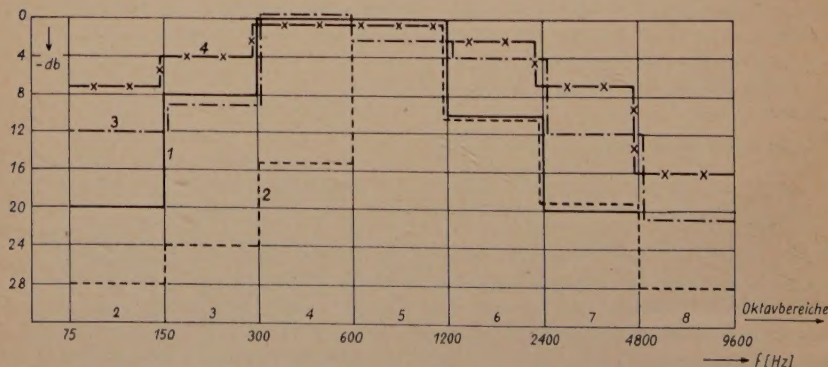


Abb. 2. Oktavsiebanalyse der Klangbilder 1 bis 4



Energie mehr vorhanden war. Mit tiefer werdendem Frequenzbereich steigen die eben noch wahrnehmbaren Frequenzgangabsenkungen an. Außerdem steigen auch die Streuungen zwischen den einzelnen Beobachtern an. Insbesondere in den Oktaven 2 und 3 fielen manche Beobachter aus, da sie auch die größtmögliche Absenkung von 10 db nicht mehr wahrnehmen konnten.

Um zu untersuchen, welche Bedeutung den Verdeckungseffekten zukommt, wurde das Klangbild 4 mit Hilfe eines Oktavsiebes oktavweise dargeboten. Die Lautstärke dieser Einzeloktaven entsprach der Lautstärke der Einzeloktaven im gesamten Klangbild. Die Lautstärke der mit dem gesamten Frequenzbereich dargebotenen Klangbilder betrug in den Maximalwerten 75 bis 80 Phon. Die bei der oktavweisen Darbietung gewonnenen Werte sind für die Beobachter U und I als Meßpunkte  $U_0$  und  $I_0$  in Abb. 3d mit eingetragen. Diese Meßpunkte weichen überraschenderweise von der Mittelkurve nur unwesentlich ab. Es ergibt sich damit wohl ein Hinweis, daß den Verdeckungseffekten in den Ergebnissen keine wesentliche Bedeutung zukommt.

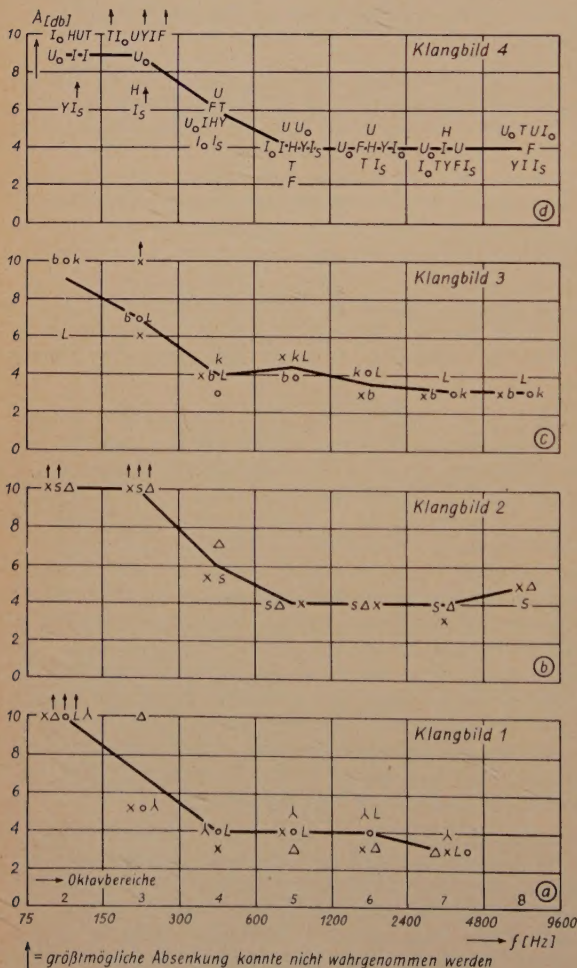
Für die Beobachter ergaben sich bei der Darbietung der einzelnen Stücke die folgenden Klangeindrücke: In den Oktaven 2, 7 und 8 konnten die Klanganteile unabhängig vom gesamten Klangbild erkannt werden. Bei Änderung des Frequenzganges in den genannten Oktaven wurden die tiefen und hohen Töne leiser oder lauter. In den übrigen Oktaven änderte sich dagegen bei Umschaltungen in diesen Bereichen irgendwie die Grundfarbe des gesamten Klangbildes. Als größte Erschwerung in der Beobachtung wurde das dauernde Auf und Ab in der Lautstärke und die immer wechselnde Klangzusammensetzung empfunden, die es nicht gestatteten, sich auf bestimmte Klänge zu konzentrieren und damit wahrscheinlich die gefundenen Untersuchungsergebnisse bedingten. In einer Art Abwehr dagegen äußerten deshalb manche Beobachter den Wunsch, man solle ihnen doch ein stationäres Klangbild darbieten, was natürlich nicht dem Zweck der Untersuchung entsprach.

Die Ergebnisse in den Abb. 3a, b und c wurden mit einem Lautsprecher-System gewonnen, das in ein nach hinten offenes Gehäuse eingebaut war. Der am Ort des Beobachters gemessene Frequenzgang wies in einer Mittelkurve zwischen 50 Hz und 180 Hz einen Anstieg mit etwa  $f^2$  auf. Darüber hinaus pendelte die mit gewobbelten Tönen gemessene Frequenzkurve bis 15 kHz mit etwa  $\pm 8$  db um einen Mittelwert. Für die Messungen mit Klangbild 4 (Abb. 3d) wurde dagegen ein Lautsprecher-System des gleichen Typs in einem geschlossenen Gehäuse verwendet. Der Frequenzgang am Ort des Beobachters war damit zwischen 50 Hz und 180 Hz bei Messung mit reinen Sinustönen in seinem Mittelwert geradlinig. Die oberhalb 180 Hz mit gewobbelten Sinustönen gemessene Frequenzkurve war der ersten Kurve ähnlich. Trotz des nun bei den tiefen Frequenzen angehobenen Frequenzganges und trotz der größeren spektralen Energieanteile des Klangbildes 4 unterscheiden sich die Meßwerte der unteren Oktaven (Abb. 3d) nicht wesentlich von denen der anderen Abbildungen. Für das Ansteigen der Meßwerte bei den tiefen Frequenzen kann also die spektrale Zusammensetzung der Klangbilder nicht in ausreichendem Maße als Erklärung dienen.

Interessant sind die Untersuchungsergebnisse eines Berufsmusikers (Beobachter T in Abb. 3d). Die Meßpunkte weichen von der Mittelwertkurve im Rahmen der Streuungen nicht ab. Bei der Untersuchung bedurfte es einer erheblichen Mühe, um dem betreffenden Herrn klarzumachen, auf was er seine Aufmerksamkeit zu richten habe. Ohne eine gewisse Einübung wäre es kaum möglich gewesen, ein klares Urteil zu erhalten. Mit einem zweiten Berufsmusiker,

einem Kapellmeister, gestaltete sich die Untersuchung noch schwieriger, so daß sie schließlich abgebrochen werden mußte. Es scheint sich damit zu bestätigen, daß keine Musiker zur technischen Beurteilung von Übertragungsanlagen nicht immer geeignet sind.

In Abb. 3d ist ferner noch ein Untersuchungsergebnis für den Beobachter 1, der sehr klare und eindeutige Urteile abgab, mit  $I_s$  eingetragen. Dabei wurden die Frequenzgangabsenkungen in Form einer steilen Resonanzkurve verwendet, während die übrigen Untersuchungen mit einer angenähert rechteckigen Kurvenform durchgeführt wurden. Die Ergebnisse des Beobachters 1 liegen auch hier dicht bei der Mittelkurve. Die größtmögliche mittlere Absenkung betrug für die zweite Kurvenform etwa 6 db. In den unteren Oktaven 2 und 3 konnte damit keine Hörbarkeit mehr festgestellt werden.



## Zusammenfassung

Zur Beurteilung elektroakustischer Übertragungsanlagen ist es erforderlich, über die Hörbarkeit von linearen Verzerrungen, wie sie besonders bei Lautsprechern auftreten, eine Aussage machen zu können. In orientierenden Untersuchungen wurde in den Wiedergabezweig einer elektroakustischen Anlage ein veränderbarer Verzerrer eingeschaltet und die Hörbarkeit von Verzerrungen bei natürlichen Klängen untersucht. Es ergab sich dabei, daß in den mittleren und hohen Oktaven des Übertragungsbereiches mittlere Frequenzgangabsenkungen von etwa 4 db noch wahrnehmbar sind. In den tiefen Oktaven liegt die Wahrnehmbarkeit bei 10 db.

Abb. 3  
Hörbare mittlere Absenkung



# Die Dimensionierung von Hochfrequenzspulen für große Ströme

Bei Hochfrequenzspulen für große Ströme tritt durch die Verlustleistung  $N_v = J^2 \cdot R$  eine beträchtliche Erwärmung auf.

Die Formgebung der Spule muß derart sein, daß sich dabei die erforderliche Kühlfläche ergibt. Es kommen hierfür nur einlagige Zylinderspulen in Betracht.

Die Verlustleistung soll möglichst niedrig sein, d. h. der Verlustwiderstand  $R$  der Spule muß klein gehalten werden. Man kann hier — im Gegensatz zu Hochfrequenzspulen, bei denen die Belastung unwesentlich ist — nicht den günstigsten Drahtdurchmesser wählen. Es muß vielmehr versucht werden, durch eine weiträumige Wicklungsart und eine besonders ausgebildete Leiteroberfläche einen Teil der Wirbelstromverluste niedrig zu halten. Schließlich muß bei der Konstruktion der Spule die erforderliche Spannungsfestigkeit berücksichtigt werden.

## Verwendete Bezeichnungen

$f$	= Frequenz in MHz	$d$	= Drahtdurchmesser in mm, Einzeldrahtdurchmesser bei Litzen- drähten
$\kappa$	= Leitfähigkeit in $S \frac{m}{mm^2}$	$n$	= Anzahl der Litzen-einzeldrähte
$\mu$	= Permeabilität	$d_o$	= Gesamtdurchmesser des Litzen- drahtes in mm
$e$	= Basis der nat. Logarithmen (2,718)	$a$	= Breitseite bei Flachbandleitern in mm
$R$	= Verlustwiderstand der Spule in Ohm	$b$	= Schmalseite bei Flachbandleitern in mm
$G$	= Güte	$Q$	= Wärmemenge in cal
$J$	= Strom in A	$\vartheta_1$	= Umgebungstemperatur in °C
$N_v$	= Verlustleistung in W	$\vartheta_2$	= Beharrungstemperatur in °C
$L$	= Induktivität in $\mu H$	$\beta$	= Belastbarkeit der Spule in $\frac{W}{cm^2}$
$w$	= Windungszahl	$O_k$	= Kühlfläche in $cm^2$
$l$	= Spulenlänge in cm	$M$	= Mantelfläche in $cm^2$
$D$	= Spulendurchmesser in cm		

Die für die Dimensionierung wesentlichen Formeln sind durch Umrahmung besonders gekennzeichnet.

## Die Spulenverluste

Geht man von den Entstehungsursachen der Verluste aus, so ist physikalisch zu unterscheiden zwischen den Verlusten im Stromleiter und den Verlusten in den Feldträgern, nämlich des magnetischen und des elektrischen Feldes.

Als Verluste in den Feldträgern kommen für Luftspulen nur dielektrische Verluste in Betracht. Sie werden durch den Wickleinbau, durch die Drahtisolation und den Wickelkörper verursacht. Durch geeigneten Aufbau und Verwendung entsprechender Isolierstoffe können sie sehr gering gehalten werden. Die Verluste im Stromleiter setzen sich aus Gleichstrom- und Wirbelstromverlusten zusammen. Bei den Wirbelstromverlusten unterscheidet man verschiedene Anteile:

### a) Verluste durch den Hauteffekt

Wird ein Leiter von Wechselstrom durchflossen, so ruft das in seinem Inneren sich ausbildende Feld Wirbelströme hervor, aus deren Verlauf sich eine Stromverdrängung nach den äußeren Schichten des Leiters hin ergibt. Bei einem Leiter

von Kreisquerschnitt nimmt die Stromdichte in Richtung auf das Leitungssinnere nach einem Exponentialgesetz ab, nämlich:

$$i_x = i_0 \cdot e^{-\frac{x}{t}}. \quad (1)$$

Die Eindringtiefe  $t$  in (1) ist als diejenige Entfernung vom Außenrand des Leiters definiert, bei der die Stromdichte im Verhältnis  $\frac{1}{e}$  abgeklungen ist (Abb. 1).

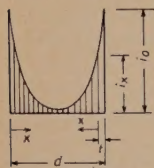
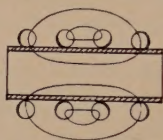


Abb. 1. Ungleichmäßige Stromverteilung in der Kreisfläche bei Belastung mit Hochfrequenz. (Für  $x = t$  ist der Strom an dieser Stelle von  $i_0$  auf  $i_0 \cdot \frac{1}{e} = 0,37 i_0$  abgesunken.)



Es gilt

$$t = 0,5 \frac{1}{\sqrt{\kappa \cdot \mu \cdot f}} \text{ [mm]} \quad (2)$$

oder für Kupferleiter ( $\kappa = 57,8$ ;  $\mu = 1$ )

$$t_{\text{Cu}} = 6,58 \cdot 10^{-2} \frac{1}{\sqrt{f}} \text{ [mm]}. \quad (2a)$$

Abb. 2 rechts: Feldlinien- und Stromverteilung bei einlagigen Zylinderspulen

Bei Hochfrequenz fließt demnach praktisch der größte Teil des Gesamtstromes innerhalb einer dünnen äußeren Schicht. Die Widerstandserhöhung gegenüber dem Gleichstromwiderstand wird deshalb um so größer, je stärker der Leiter ist. Macht man den Drahtdurchmesser  $d = 2t$ , so bleibt die Widerstandserhöhung unter 1 %. Durch Parallelschaltung einer entsprechenden Anzahl  $n$  von gegeneinander isolierten Einzeladern (Litzendraht) erhält man einen sehr geringen Wechselstromwiderstand.

Bei rechteckigen Leitern besteht die größte Stromdichte in den Ecken und eine geringere an den Schmalseiten. Deshalb hat ein Leiter von Kreisquerschnitt einen etwas geringeren Wechselstromwiderstand als ein flächengleicher Leiter von quadratischem Querschnitt, obwohl der Umfang des runden Leiters etwas kleiner als der des rechteckigen ist. Bei flachen rechteckigen Leitern ist der Umfang bei gleichem Querschnitt sehr viel größer. Dementsprechend wird die Stromdichte an der Oberfläche und damit der Wechselstromwiderstand kleiner. Um Material zu sparen, wird man den Leiterquerschnitt derart wählen, daß er tunlichst in seiner ganzen Fläche von Strom durchsetzt wird. Eine Möglichkeit besteht darin, Litzendraht zu verwenden, eine andere ist die, Rohrleiter oder Flachbandleiter zu nehmen.

## b) Verluste durch den Querfeldeffekt

Wickelt man den Leiter zu einer Spule auf, so liegt jede Windung nicht nur in ihrem eigenen Feld, sondern gleichzeitig im Feld der anderen Windungen. Ein Leiterstück an irgendeiner Stelle der Wicklung wird von dem dort herrschenden örtlichen Spulenfeld senkrecht zu seiner Achsrichtung durchsetzt (Abb. 2). Zu der konzentrischen Stromverdrängung kommt durch gegenseitige Beeinflussung der einzelnen Leiter noch eine einseitige Stromverdrängung hinzu. Die Stromdichte ist — in Abb. 2 verstärkt angedeutet — an den Stellen am größten, wo die Feldliniendichte am geringsten ist.

Der Querfeldeffekt macht sich bei Rundleitern stärker bemerkbar als bei Flachbandleitern, wenn sich hier — wie üblich — die Schmalseiten gegenüberstehen.



Bei Verwendung von Litzendraht ist der Querfeldeffekt am wenigsten ausgeprägt. Es tritt zwar in jedem Litz-Einzeldraht einseitige Stromverdrängung auf. Da aber die Einzeldrähte voneinander isoliert sind, bleibt die Stromdichte über den Litzendraht-Querschnitt ziemlich gleichmäßig verteilt.

Übrigens tritt bei Litzendraht auch im ausgestreckten Zustand bereits eine Überlagerung von konzentrischer und einseitiger Stromverdrängung auf. Jeder Einzeldraht liegt zusätzlich im Feld aller übrigen Litzendrähte (Abb. 3). Da das Feld der Wirbelströme in diesem Fall jedoch verschwindend klein ist, ist der dadurch entstehende Verlustanteil im Hinblick auf die Gesamtverluste im allgemeinen vernachlässigbar gering. Die Querfeldverluste werden bedeutend geringer, wenn die Spule mit Abstand gewickelt ist. Für die Praxis ergibt sich als brauchbarer Wert für Rundleiter  $h = 2d$  — wenn  $h$  die Ganghöhe der Wicklung ist — und für Flachbandleiter  $h = 1,5a$ .

Außerdem hängt die Höhe der Querfeldverluste von dem Verhältnis  $l/D$  der Spule ab. Man kann nachweisen, daß sich bei einlagigen Zylinderspulen als günstigstes Verhältnis  $l/D \sim 0,5$  ergibt. Dieses Minimum ist jedoch ziemlich flach.

### c) Verluste durch Wirbelströme in benachbarten Metallteilen

Man wird die Spulen immer so aufstellen, daß sich keine störenden Metallteile in unmittelbarer Nähe befinden. Bei Verwendung von Variometerspulen muß man aber berücksichtigen, daß entsprechend dem Kopplungsfaktor  $k$  (vgl. S. 17) eine Transformation des Wirkwiderstandes  $R_2$  der Wicklung  $w_2$  in die Wicklung  $w_1$  erfolgt. Die scheinbare Widerstandserhöhung der Wicklung  $w_1$  wird damit

$$R_{\ddot{u}} = \ddot{u}^2 \cdot R_2, \quad (3)$$

worin ist

$$\ddot{u} = k \cdot \frac{w_1}{w_2}$$

Das bedeutet, daß die auftretende Verlustleistung  $N_{v \text{ ges}}$  am größten wird, wenn die Sekundärwicklung voll eingekoppelt ist.

Über die Berechnung der einzelnen Verlustanteile findet man zahlreiche Literaturstellen [1, 2, 3, 4, 5]. Es ist jedoch recht schwierig, dabei alle Faktoren richtig zu erfassen. Meistens erhält man durch die Rechnung niedrigere Werte als die Messung ergibt.

Der Spulenverlustwiderstand  $R$  läßt sich durch Messung des Verlustfaktors  $\operatorname{tg} \delta$  oder der Güte  $G$  der Spule nach der Resonanzmethode leicht ermitteln. Hierfür gilt

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{1}{G} = \frac{R}{\omega \cdot L} \quad (4)$$

Bei Anwendung der Parallelresonanz-Schaltung (Abb. 4) kann die Wicklungskapazität das Meßergebnis nicht fälschen, da die Eigenkapazität parallel zur Kreiskapazität liegt. Verwendet man für  $C$  einen verlustarmen Kondensator, so kann dessen Verlustfaktor gegen den der Spule vernachlässigt werden.

Zur Bestimmung des Verlustfaktors aus der Resonanzkurve gilt

$$\operatorname{tg} \delta = \frac{\Delta f}{f_0}, \quad (5)$$



Abb. 3.

Verlauf des Eigenfeldes bei Litzendraht.

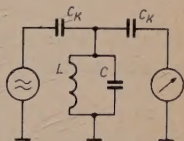


Abb. 4 rechts: Meßanordnung zur Ermittlung des Verlustfaktors von Spulen

wobei  $\Delta f = f_2 - f_1$  die Frequenzbreite der Resonanzkurve ist, bei welcher die Spannung am Schwingkreis auf den Betrag  $11_{\text{res}} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}$  abgesunken ist (Abb. 5).

Die Koppelkapazitäten  $C_k$  (keramische Kondensatoren von 2 ... 10 pF) verhindern eine gegenseitige Beeinflussung von Meßsender, Resonanzkreis und Röhrenvoltmeter.

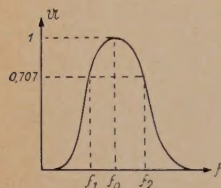


Abb. 5.  
Die Bestimmung von  $\text{tg } \delta$  aus der Resonanzkurve

Der Spulenwiderstand errechnet sich nach (4) zu

$$R = \text{tg } \delta \cdot \omega L \text{ } [\Omega] \quad (4a)$$

Um für die Dimensionierung einer Spule  $R$  aus (4a) errechnen zu können, muß man einen geschätzten Wert  $\text{tg } \delta$  für die höchste zu verwendende Frequenz einsetzen. In Abb. 6 ist der Verlustfaktor für Spulen verschiedener Bauart aufgetragen. Diese durch Messung gefundenen Werte gelten für einlagige Wicklungen mit einer Ganghöhe  $h = 2d$  für Rundleiter und  $h = 1,5a$  für Flachbandleiter bei einem Verhältnis  $l/D \sim 2$ .

### Erwärmung und Belastbarkeit [6]

Die Verlustleistung der Spule ist bei gegebenem Strom  $J$  und dem Verlustwiderstand  $R$

$$N_v = J^2 \cdot R \text{ } [\text{W}] \quad (6)$$

Dadurch wird eine Erwärmung der Wicklung und des Wickelkörpers hervorgerufen, nämlich

$$Q_{zu} = 0,239 \cdot J^2 \cdot R \cdot \tau \text{ } [\text{cal}]. \quad (7)$$

Diese Erwärmung nimmt mit der Zeit  $\tau$  zu und erreicht schließlich einen konstanten Wert, die Beharrungstemperatur  $\vartheta_2$ . Von diesem Zeitpunkt an wird je Zeiteinheit genau so viel Wärme abgegeben, wie aufgenommen wird. Es gilt

$$Q_{zu} = Q_{ab} = \alpha \cdot O_k (\vartheta_2 - \vartheta_1) \quad (8)$$

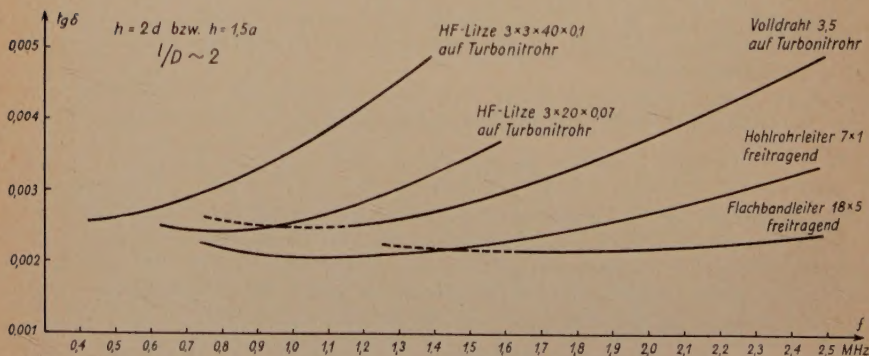


Abb. 6. Verlustfaktor  $\text{tg } \delta$  von Hochfrequenzspulen verschiedener Bauart



Darin ist:

$\vartheta_1$  = Umgebungstemperatur in  $^{\circ}\text{C}$

$\vartheta_2 - \vartheta_1$  = Übertemperatur in  $^{\circ}\text{C}$

$O_k$  = Kühlfläche in  $\text{cm}^2$

$\alpha$  = Wärmeabgabezahl in  $\frac{\text{cal}}{\text{cm}^2 \text{ } ^{\circ}\text{C}}$

Die Wärmeabgabezahl  $\alpha$  ist nicht eine für jeden Stoff bestimmte Zahl, sondern eine Funktion mehrerer Stoffeigenschaften. Außerdem ist sie von der Form und der Oberflächenbeschaffenheit des Materials abhängig. In der Praxis wird  $\alpha$  meistens

in  $\frac{\text{W}}{\text{cm}^2 \text{ } ^{\circ}\text{C}}$  angegeben. Damit wird (8) zu

$$J^2 R = \alpha \cdot O_k (\vartheta_2 - \vartheta_1). \quad (8a)$$

Die zulässige Endtemperatur  $\vartheta_2$  und die Wärmeabgabefähigkeit bestimmen die Belastbarkeit der Spule. Da die Wärmeabgabe annähernd proportional der Oberfläche wächst, kann man die Belastbarkeit  $\beta$  auf  $1 \text{ cm}^2$  Kühlfläche beziehen und erhält damit

$$\beta = \frac{N_v}{O_k} \left[ \frac{\text{W}}{\text{cm}^2} \right] \quad (9)$$

Durch Messungen wurden folgende Werte für die Belastbarkeit  $\beta$  von Hochfrequenzspulen ermittelt:

Einlagige Wicklung, isolierter Leiter auf Hartpapierrohr

$$\vartheta_2 = 85^{\circ}\text{C}, \quad \vartheta_1 = 35^{\circ}\text{C} \quad \beta = 0,15 \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}$$

Blanker Leiter, freitragend gewickelt

$$\vartheta_2 = 135^{\circ}\text{C}, \quad \vartheta_1 = 35^{\circ}\text{C} \quad \beta = 0,60 \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}$$

Wie vorstehend, jedoch geschwärzter Leiter

$$\beta = 0,72 \frac{\text{W}}{\text{cm}^2}$$

Bei Variometerspulen sind die Kühlungsverhältnisse für die innere Wicklung ungünstiger als für die äußere. Deshalb ist zur Bestimmung der Belastbarkeit der inneren Wicklung für  $\beta$  ein um 20 % niedrigerer Wert einzusetzen.

Die erforderliche Kühlfläche  $O_k$  errechnet sich aus (9) zu

$$O_k = \frac{N_v}{\beta} [\text{cm}^2] \quad (9a)$$

Bei der mechanischen Ausführung von Spulen für hohe Belastungen ist darauf zu achten, daß an Halterungen und Anschlußklemmen keine Übergangswiderstände auftreten, die unter Umständen zu einer unzulässigen Erwärmung an diesen Stellen führen können. Hierbei muß berücksichtigt werden, daß bei Hochfrequenzspulen der Strombelag infolge einseitiger Stromverdrängung im Inneren der Spule wesentlich größer als außen ist.

Den Durchmesser  $D$  der Spule kann man wählen. Dann erhält man die erforderliche Spulenlänge  $l$  aus

$$l = \frac{O_k}{c \cdot \pi \cdot D} \text{ [cm]} \quad (10)$$

Der Faktor  $c$  berücksichtigt den Zusammenhang zwischen Mantelfläche  $M$  und Kühlfläche  $O_k$  der Spule. Für  $h = 2d$  bzw.  $h = 1,5a$  gilt<sup>1)</sup>

Rundleiter auf Wickelkörper  $c = 0,8$

Rundleiter freitragend  $c = 1,6$

Flachbandleiter freitragend  $c = 1,3$ .

## Die Induktivität

Der im Inneren einer Spule wesentlich größere Strombelag hat eine Verringerung des wirksamen Spulendurchmessers zur Folge. Hierdurch ist mit wachsender Frequenz eine Abnahme der Induktivität verbunden [7]. Sie ist bei Rundleitern größer als bei Flachbandleitern, während sie bei Litzendraht am geringsten ist (vgl. S. 8/9, Abs. b: Die Widerstandserhöhung durch einseitige Stromverdrängung ist jedoch relativ stärker als die Induktivitätsverringeringung).

Für kurze Zylinderspulen ( $l < 10 D$ ) errechnet sich die Induktivität zu

$$L = k \cdot D \cdot w^2 \cdot 10^{-3} \text{ } [\mu\text{H}], \quad (11)$$

Die tatsächliche Verkettung zwischen Spulenfluß und Windungszahl wird durch den Faktor  $k = f [D/l]$  berücksichtigt. In Tabelle I, Seite 14 findet man die Werte für  $k$  in Abhängigkeit von  $D/l$ .

Bei Verwendung von Flachbandleitern statt Rundleiter sind die Werte aus (11) für niedrige Frequenzen um etwa 1 % zu groß. — Um Rechenarbeit zu sparen, kann man statt (11) das Nomogramm Abb. 7 verwenden.

Um die erforderliche Windungszahl  $w$  zu ermitteln, schreibt man (11)

$$w = \sqrt{\frac{L \cdot 10^3}{k \cdot D}} \quad (11a)$$

Damit wird die gesamte Leiterlänge  $l_w$

$$l_w = w \cdot \pi \cdot D \cdot 10^{-2} \text{ [cm]} \quad (12)$$

<sup>1)</sup>  $c = f [O_k/M]$

für Rundleiter auf Wickelkörper	$\frac{O_k}{M} = \frac{\pi \cdot d/2}{h}$
für Rundleiter freitragend	$\frac{O_k}{M} = \frac{\pi \cdot d}{h}$
für Flachbandleiter freitragend	$\frac{O_k}{M} \sim \frac{2a}{h}$



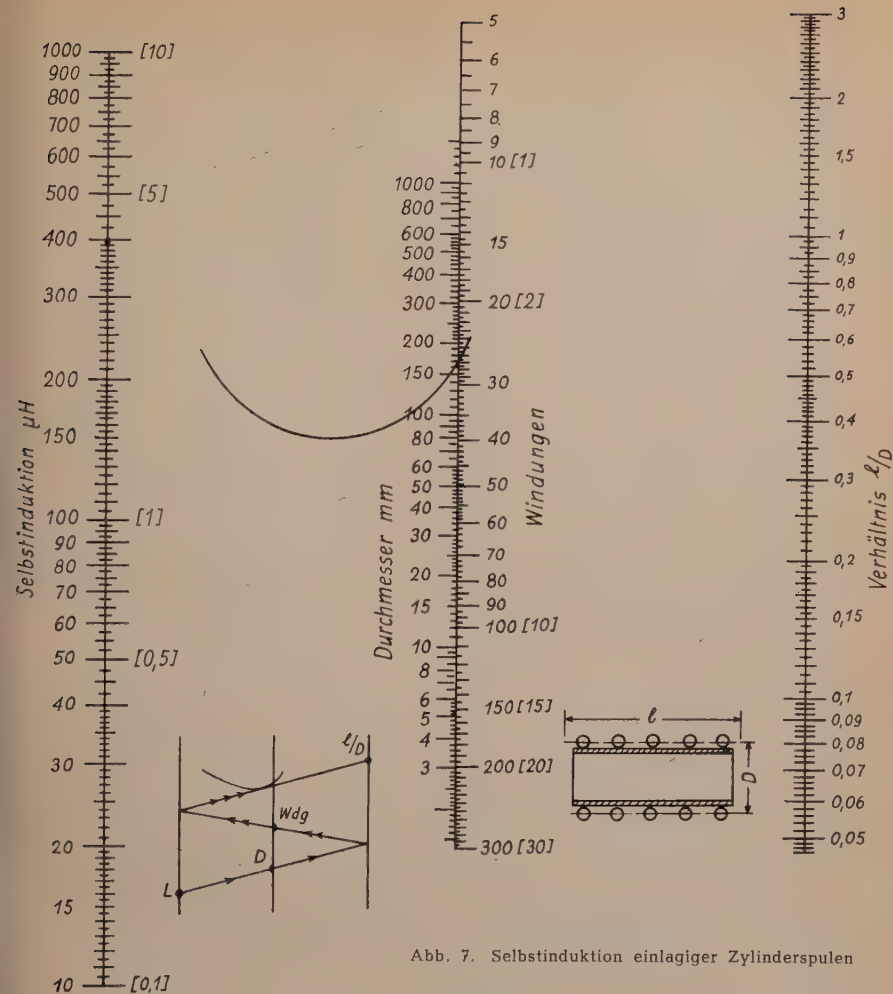


Abb. 7. Selbstinduktion einlagiger Zylinderspulen

### Die Form des Leiters und seine Abmessungen

Für nicht zu große Ströme wird man Litzendrahtspulen nehmen, solange die verwendeten Frequenzen das gestatten. In Tabelle II, Seite 15 findet man eine Zusammenstellung der Materialeigenschaften von Litzendrähten<sup>1)</sup>. Die Werte in der Spalte „Optimale Frequenz“ wurden errechnet aus

$$f_{\text{opt}} = 1,95 \cdot 10^{-2} \cdot \frac{d_0}{n \cdot d^3} \text{ [MHz]} \quad (13)$$

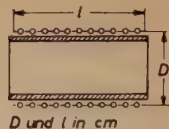
Wird  $h > d_0$ , dann verschiebt sich die optimale Frequenz,  $f_{\text{opt}}$  wird etwas größer. — Als „Kritische Frequenz“ ist die Frequenz angegeben, bei der die Verluste für die betreffende Litzart so groß werden, daß es keinen Sinn mehr

<sup>1)</sup> Diese Angaben entstammen einem Normen-Entwurf der Fa. C. Lorenz AG.

T a b. I. Zur Berechnung der Induktivität einlagiger Zylinderspulen (Leiter von Kreisquerschnitt)

$$L = k \cdot D \cdot w^2 \cdot 10^{-3} \text{ } [\mu\text{H}]$$

$$k = f \left[ \frac{D}{l} \right] \text{ siehe Tabelle}$$



$\frac{D}{l}$	$k$	$\frac{D}{l}$	$k$	$\frac{D}{l}$	$k$
0,00	0,00	0,55	4,36	2,00	10,37
0,02	0,1958	0,60	4,67	2,10	10,65
0,04	0,388	0,65	4,97	2,20	10,91
0,06	0,578	0,70	5,26	2,30	11,17
0,08	0,763	0,75	5,53	2,40	11,41
		0,80	5,80	2,50	11,64
0,10	0,946	0,85	6,06	2,60	11,87
0,12	1,126	0,90	6,32	2,70	12,09
0,14	1,303	0,95	6,56	2,80	12,30
0,16	1,48			2,90	12,51
0,18	1,65	1,00	6,80		
		1,05	7,02	3,00	12,71
0,20	1,82	1,10	7,24	3,10	12,90
0,22	1,98	1,15	7,46	3,20	13,10
0,24	2,14	1,20	7,67	3,30	13,27
0,26	2,30	1,25	7,87	3,40	13,45
0,28	2,46	1,30	8,07	3,50	13,62
		1,35	8,26	3,60	13,80
0,30	2,61	1,40	8,45	3,70	13,95
0,32	2,77	1,45	8,63	3,80	14,12
0,34	2,92	1,50	8,81	3,90	14,27
0,36	3,07	1,55	8,98	4,00	14,43
0,38	3,21	1,60	9,15		
		1,65	9,32	5,00	15,78
0,40	3,36	1,70	9,48	6,00	16,91
0,42	3,50	1,75	9,64	7,00	17,83
0,44	3,63	1,80	9,79	8,00	18,68
0,46	3,77	1,85	9,94	9,00	19,41
0,48	3,91	1,90	10,10	10,00	20,07
		1,95	10,23		
0,50	4,04				

hat sie zu verwenden. Je höher die Frequenz wird, desto mehr gewinnt die durch die Verdrillung entstehende Induktivität der Einzeldrähte an Einfluß. Schließlich wird der kapazitive Widerstand von Draht zu Draht für den Hochfrequenzstrom geringer als der induktive Widerstand des Einzelleiters. Das bedeutet einen relativ starken Anstieg der Verluste in Richtung höherer Frequenzen.

Für sehr große Ströme kommen wegen der besseren Kühlungsmöglichkeit nur freitragende Spulen in Betracht. Bei hohen Frequenzen erzielt man mit Flachbandleitern geringere Verluste als mit Rundleitern.

Die erforderliche Kühlfläche  $O_k$  ist durch die auftretende Erwärmung gegeben. Die Festlegung der Wicklungsganghöhe, nämlich  $h = 2d$  für Rundleiter und  $h = 1,5a$  für Flachbandleiter, wurde gemacht, um die Verluste geringer zu halten.



**T a b. II.    Aufbau und elektrische Eigenschaften von Litzendrähten aus Kupfer-Lackdraht mit doppelter Umspinnung**

Aufbau, Draht-Schlag- länge	Außen- durch- messer	Draht- zahl	Quer- schnitt	Gleich- strom- widerst.	Optim. Frequ.	Krit. Frequ.
mm	$d_o \max_{mm}$	n	mm <sup>2</sup>	$R_o \cdot 10^{-3} \frac{\Omega}{m}$	$f_{opt} \text{ MHz}$	$f_{krit} \text{ MHz}$
5×5×3×3×58×0,07 34 / 19 / 30 / 41 / 64	18,8	13 050	49,24	0,352	0,082	1,21
5×5×3×3×40×0,07 34 / 19 / 30 / 41 / 64	16,2	9 000	34,65	0,499	0,102	1,27
5×5×3×3×30×0,07 34 / 19 / 30 / 41 / 56	13,5	6 750	26,00	0,666	0,113	1,33
5×5×3×3×20×0,07 34 / 19 / 30 / 41 / 56	11,5	4 500	17,33	0,100	0,145	1,62
5×3×3×58×0,07 34 / 19 / 30 / 41	7,5	2 610	10,05	1,72	0,163	1,52
5×3×3×58×0,07 34 / 19 / 30 / 41	6,0	1 566	6,03	2,87	0,218	1,88
5×3×3×25×0,07 34 / 19 / 30 / 41	5,0	1 125	4,33	3,99	0,252	1,98
5×5×25×0,07 34 / 19 / 30	3,4	625	2,41	7,18	0,310	2,05
3×3×40×0,07 34 / 19 / 30	2,6	360	1,39	12,45	0,410	2,47
6×6×7×0,07 25 / 15 / 19	1,95	252	0,97	17,85	0,440	2,49
6×6×4×0,07 25 / 15 / 19	1,45	144	0,57	30,04	0,573	3,20
3×40×0,7 34 / 19	1,38	120	0,46	37,6	0,654	3,08
6×17×0,07 34 / 19	1,20	102	0,39	44,4	0,669	2,96
3×20×0,07 34 / 19	1,10	60	0,23	75,2	1,043	4,62
30×0,07 19	0,63	30	0,12	144,2	1,191	3,98
20×0,07 19	0,53	20	0,077	224,7	1,510	4,45
7×16×0,05 34 / 19	0,98	112	0,220	79,0	1,366	3,50
30×0,5 19	0,50	30	0,059	294,0	2,600	8,90
20×0,05 19	0,41	20	0,039	455,0	3,200	9,35
15×0,05 19	0,36	15	0,030	577,0	3,740	9,98
10×0,05 19	0,32	10	0,020	865,0	5,000	11,90
5×0,05 11,5	0,26	5	0,010	1730,0	8,120	14,50

Damit ist die Mantelfläche  $M$  ebenfalls gegeben. Unter diesen Voraussetzungen erhält man:

Erforderlicher Außendurchmesser für Litzendraht

$$d_0 = 5 \frac{l}{w} \text{ [mm]} \quad (14a)$$

Hat die für eine bestimmte Frequenz geeignete Litzart nicht den erforderlichen Außendurchmesser, so muß eine entsprechende Anzahl Litzendrähte parallel geschaltet werden. Günstiger ist es für diesen Fall jedoch — um einen geringeren Verlustwiderstand zu erzielen — Rundleiter (in Rohrausführung) oder Flachbandleiter zu verwenden.

Erforderlicher Außendurchmesser für Rundleiter

$$d = 5 \frac{l}{w} \text{ [mm]} \quad (14b)$$

Erforderliche Breite für Flachbandleiter

$$a = 6,7 \frac{l}{w} \text{ [mm]} \quad (14c)$$

Die Stärke  $b$  des Leitermaterials wählt man so schwach, wie es die mechanische Festigkeit der Wicklung erlaubt.

### Die Spannungsbelastung

Die Spannungsfestigkeit einer Hochfrequenzspule ist um so größer, je gleichmäßiger die Feldverteilung ist. Jede Feldkonzentration begünstigt Sprühercheinungen. Deshalb sind Stellen mit hoher Feldkonzentration beim Aufbau einer Spule zu vermeiden. Es dürfen keine scharfen Kanten vorhanden sein. Die Leiter müssen ohne jeden Luftzwischenraum am Wicklungsträger aufliegen. Bei sehr hohen Spannungen ist es zweckmäßig, die Spulenenden mit Sprühschutzkappen zu versehen.

Über diese grundsätzlichen Forderungen hinaus sind Stoffart und Oberflächenbeschaffenheit des Wicklungsträgers für die Höhe der maximal zulässigen Windungsspannung maßgebend. Bei Verwendung von Turbonit ist zu beachten, daß der Verlustwinkel dieses Wicklungsträgers mit steigender Temperatur und höherer Frequenz größer wird.

Man sieht, daß es unmöglich ist, allgemein gültige Angaben über die maximal zulässige Windungsspannung zu machen. Für Wicklungsträger aus Keramik dürfte bei sorgfältigstem Spulenaufbau die Grenze bei 300 Volt/mm liegen [8]. Spulen auf Hartpapier-Wicklungsträger kommen nur für niedrige Frequenzen (Lang- und Mittelwellenbereich) und für relativ kleine Ströme in Betracht. Dadurch erhält man zwangsläufig eine wesentlich geringere Spannungsbelastung.

### Das Kurzschlußvariometer

Als Hochfrequenzspule mit veränderbarer Induktivität ist bei großen Strömen das Kurzschlußvariometer am besten geeignet. Zwar ist die Induktivitätsvariation nicht sehr groß; man vermeidet jedoch bei dieser Bauart flexible Zu-

leitungen und Schleifkontakte, die bei hohen Strömen immer unangenehm sind. Der Kopplungsfaktor  $k$  (Abb. 8) wird für lange Spulen ( $I_1 \gg I_2$ ):

$$k = \frac{D_2}{D_1} \sqrt{\frac{I_2}{I_1}} \quad (15)$$

Für kurze Spulen nimmt die Feldstärke nach den Spulenrändern hin stark ab. Ist ferner  $I_1$  nur wenig größer als  $I_2$ , so sind die Windungen der Spule 2 nicht mehr mit dem ganzen Fluß der Spule 1 verkettet. Durch Einführung der reduzierten Spulenlänge  $l_2'$  ist das zu berücksichtigen. Hierfür gilt

$$l_2' = \sqrt{r_1^2 + \left[\frac{I_1 + I_2}{2}\right]^2} - \sqrt{r_1^2 + \left[\frac{I_1 - I_2}{2}\right]^2} \quad [\text{cm}] \quad (16)$$

Nach Berechnungen von Roiti läßt sich  $l_2'$  grafisch bestimmen, wie die Konstruktion in Abb. 8 zeigt. Wählt man die Spulenlänge  $l_2$  der Kurzschlußwicklung, dann ergibt sich der maximale Durchmesser  $D_2$  zu

$$D_2 = \sqrt{(0.9 \cdot D_1)^2 - l_2'^2} \quad [\text{cm}] \quad (17)$$

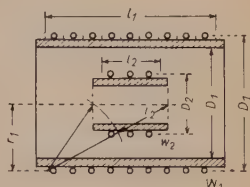


Abb. 8. Zur Berechnung des Kopplungsfaktors

Mit  $l_2 \sim \frac{1}{3} l_1$  erhält man für den Kopplungsfaktor  $k$  einen brauchbaren Wert. Er errechnet sich nach Einsetzen der reduzierten Spulenlänge  $l_2'$  nach (16) aus

$$k = \frac{D_2}{D_1} \sqrt{\frac{l_2'}{l_1}} \quad (15a)$$

Durch Festlegung der Windungszahl  $w_2$  ergibt sich das Übersetzungsverhältnis

$$\ddot{u} = k \frac{w_1}{w_2} \quad (18)$$

Man wird  $w_2$  derart wählen, daß das Übersetzungsverhältnis klein bleibt. Dadurch vermeidet man einen zu hohen Strom in der Kurzschlußwicklung.

Der Strom in der Kurzschlußwicklung ist

$$J_2 = -J_1 \cdot \ddot{u} \quad [\text{A}] \quad (19)$$

und die Induktivität (vgl. S. 12)

$$L_2 = k \cdot D_2 \cdot w_2^2 \cdot 10^{-3} \quad [\mu\text{H}]$$

Zur Bestimmung des zu erwartenden Verlustwiderstandes  $R_2$  setzt man für den Verlustfaktor  $\text{tg } \delta$  den für die Primärwicklung angenommenen Wert nach (4a) ein

$$R_2 = \text{tg } \delta \cdot \omega \cdot L_2 \quad [\Omega]$$



$$N_{V2} = J_2^2 \cdot R_2 \quad [\text{W}] \quad (6a)$$

$$O_{k2} = \frac{N_{V2}}{0.8 \cdot \beta} \quad [\text{cm}^2] \quad (9b)$$

Um nun den erforderlichen Leiterdurchmesser bzw. die Leiterbreite zu finden, muß zunächst der Faktor  $c = f \left[ \frac{O_k}{M} \right]$  ermittelt werden

$$c = \frac{O_k}{\pi \cdot I_2 \cdot D_2} \quad (10a)$$

Aus der nachstehenden Tabelle entnimmt man für den nächsthöheren Betrag von  $c$  den zugehörigen Wert  $x$ .

$c = f [O_k / M]$		Flachbandleiter freitragend	$x = h / d = h / a$
auf Wickelkörper	Rundleiter freitragend		
0,4	0,8	0,5	4,0
0,45	0,9	0,57	3,5
0,5	1,0	0,65	3,0
0,6	1,2	0,8	2,5
0,8	1,6	1,0	2,0
—	—	1,3	1,5

Damit wird der Litzendraht-Außendurchmesser

$$d_{02} = \frac{10 \cdot I_2}{x \cdot w_2} \quad [\text{mm}] \quad (20a)$$

oder die Breite des Flachbandleiters

$$a_2 = \frac{10 \cdot I_2}{x \cdot w_2} \quad [\text{mm}] \quad (20c)$$

oder der Durchmesser des Rundleiters

$$d_2 = \frac{10 \cdot I_2}{x \cdot w_2} \quad [\text{mm}] \quad (20b)$$

Die verringerte Induktivität bei voll-eingedrehter Kurzschlußwicklung ergibt sich zu

$$L_1' = L_1 (1 - k^2) \quad [\mu\text{H}] \quad (21)$$

Die auftretende Verlustleistung wird dann

$$N_{V\text{ges}} = N_{V1} + N_{V2} = J_1^2 \cdot (R_1 + \ddot{u}^2 \cdot R_2) \quad [\text{W}] \quad (6b)$$

## Schrifttum

- [1] S. Butlerworth, Effective Resistance of Inductance Coils at Radio Frequency, Exp. Wireless and Wireless Eng. Vol. 3 [1926], S. 203, 302, 417, 483.
- [2] J. D. Crockett, Skin Effect in Rectangular Conductors at High Frequency, Proc. Roy. Soc. London Vol. 122 [1929], S. 533.
- [3] A. Weis, Über die Bestimmung der Kupferverluste von Rundfunkspulen, Hochfrequenztechn. u. Elektroak. 47 [1936], S. 148.
- [4] K. Küpfmüller, Einführung in die theoretische Elektrotechnik [1941], S. 214.
- [5] F. E. Terman, Radio Engineers Handbook [1943].
- [6] W. Großstück, Elektrotechnik [1951], S. 59.
- [7] F. Banneitz, Taschenbuch der drahtlosen Telegrafie und Telefonie [1927], S. 354.
- [8] Rohde, Wedemeyer, Giesenhagen, Eine Hochfrequenz-Hochspannungs-Prüfanlage großer Leistung, ETZ 63 [1942], S. 129.

## Der Einfluß des Kupferwiderstandes bei gleichstromvormagnetisierten Ausgangsübertragern

Bei Ausgangsübertragerberechnungen ist die Bestimmung der Kupferdämpfung im allgemeinen nicht Ausgangspunkt. Sie muß aber bei der Auslegung berücksichtigt werden, denn in den Kupferwiderständen der Wicklungen geht ein Teil der übertragenen Tonfrequenzleistung verloren. Bei Ausgangsübertragern in Rundfunkempfängern werden Dämpfungen der Tonfrequenzleistung bis etwa 0,1 N noch zugelassen. Außerdem nehmen die Wicklungswiderstände, die vom Anodenstrom der Endröhre durchflossen werden, zusätzliche Gleichleistungen auf, deren Verlust zwar nur vom Gleichstromerzeuger (Netzteil) gedeckt zu werden braucht. Sie können jedoch in der Wicklung hohe Wärmegrade erzeugen, die das Wickelmaterial, insbesondere die Kupferdrahtisolation gefährden können. Der Kupferwiderstand interessiert also in zweifacher Hinsicht:

1. Die durch den Kupferwiderstand der Wicklungen hervorgerufene Dämpfung der Nutzleistung soll ein bestimmtes — vom absoluten Betrag der Nutzleistung unabhängiges — Maß nicht überschreiten.
2. Die am Kupferwiderstand durch Gleich- (und Wechsel-) Leistung verursachte Übertemperatur soll eine bestimmte Grenze nicht überschreiten.

Bei Durchsicht verschiedener Berechnungsunterlagen für Ausgangsübertrager fällt auf, daß diese beiden Grenzbedingungen meist eine getrennte Behandlung erfahren bzw. daß die an 2. Stelle genannte Bedingung oft unberücksichtigt bleibt. Um nun festzustellen, wo die Grenzen der oft angewendeten Berechnungsvereinfachungen und Faustformeln liegen, werden grundsätzliche, mit Kupferwiderständen zusammenhängende Übertragerfragen erörtert. Anschließend erfolgt an Hand von praktischen Bemessungsbeispielen eine quantitative Gegenüberstellung der beiden Grenzbedingungen.

### Zu 1: Dämpfung der Nutzleistung

Der Ausgangsübertrager hat die Aufgabe, zwischen dem meist sehr niedrigen Schwingspulenwiderstand des Lautsprechers und dem Außenwiderstand der Endröhre eine Anpassung herzustellen. Der günstigste Außenwiderstand wird durch die Forderungen nach Leistungsoptimum, Verzerrungsfreiheit und gutem Wirkungsgrad zwischen Nutz- und Anodengleichleistung bestimmt. Bei Pentoden beträgt der günstigste Außenwiderstand nur einen Bruchteil des aus dem Differenzenquotient  $\Delta U_a / \Delta J_a$  gebildeten Innenwiderstandes. Dieser Innenwiderstand spielt im Zusammenhang mit den Grenzfrequenzen, insbesondere der unteren, eine Rolle. Bei der Nutzleistungsabgabe ist er ohne Bedeutung, wie in der Röhrenliteratur bewiesen wird. Es empfiehlt sich daher, die Einführung von  $R_i$  zu umgehen. Aus Verzerrungsgründen soll der vorgeschriebene Außenwiderstand eingehalten werden. Liegen im Stromkreis Verlustwiderstände, so dürfen sie nur als Teil des vorgeschriebenen Außenwiderstandes in Erscheinung treten.

Unter der Annahme, daß sich im Ausgangskreis nur reelle Widerstände befinden, was auf den mittleren Frequenzbereich des Übertragers praktisch zutrifft, ist

das Übersetzungsverhältnis eines idealen, verlustfreien Übertragers

$$\ddot{u} = \sqrt{\frac{R_a}{R_n^*}} \quad (1)$$

Darin bedeuten  $R_a$  = verlangter Außenwiderstand der Endröhre,  $R_n^*$  = sekundärseitig angeschlossener Nutzwiderstand (Abb. 1).

Unter dieser Bedingung ist die vom Nutzwiderstand aufgenommene Leistung  $S_n$  der von der Röhre gelieferten Ausgangsleistung  $S_a$  gleich. Treten im Übertrager Verluste auf, dann ist die am Nutzwiderstand verarbeitete Leistung

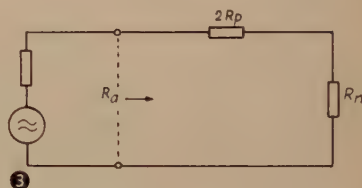
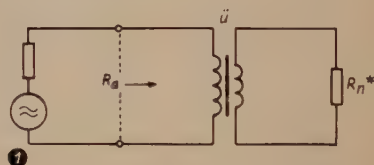
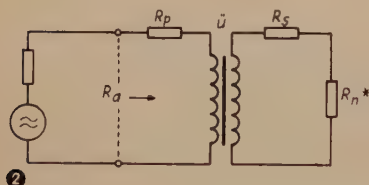
$$S_n = S_a - S_v, \quad (2)$$

wobei  $S_v$  die gesamte Verlustleistung ist, die an den primär- und sekundärseitigen Kupferwiderständen  $R_p$  und  $R_s$  entsteht (vgl. Abb. 2).

Abb. 1. Schema eines idealen Ausgangsübertragers

Abb. 2. Schema eines Ausgangsübertragers mit Kupferverlusten

Abb. 3. Vereinfachtes Ersatzschaltbild eines Übertragers mit Verlusten für  $\ddot{u} = 1$



Werden Primär- und Sekundärwicklung auf den Wickelraum gleichmäßig verteilt, kann man annehmen, daß

$$R_p = \ddot{u}^2 R_s \quad (3)$$

wird.

Wenn wir zur Vereinfachung der folgenden Rechnung auf  $\ddot{u} = 1$  übergehen, kommen wir auf das in Abb. 3 wiedergegebene Ersatzschaltbild.

Mit

$$2 R_p + R_n = R_a$$

ist dann

$$\frac{S_n}{S_a} = \frac{S_n}{S_v + S_n} = \frac{R_n}{2 R_p + R_n} \quad (4)$$

Das Dämpfungsmaß in Neper ergibt sich aus

$$e^{-b} = \sqrt{\frac{R_n}{2 R_p + R_n}}; \quad -b = \frac{1}{2} \ln \frac{R_n}{2 R_p + R_n} \text{ [N]} \quad (5)$$



Zur weiteren Vereinfachung läßt sich die Näherung

$$\ln(x+1) \approx x$$

verwenden, wenn man für 0,1 N einen Fehler von 1 %, bezogen auf das Spannungsverhältnis, zuläßt. Bei 0,2 N beträgt der Fehler etwa 5 %.

Für

$$x+1 = \frac{R_n}{2R_p + R_n}$$

ist

$$x = \frac{R_n}{2R_p + R_n} - 1 = -\frac{2R_p}{2R_p + R_n} \quad (6)$$

Setzen wir (6) unter Zuhilfenahme der Näherung in (5) ein, erhalten wir

$$b = \frac{R_p}{R_a} [N] \quad (7)$$

Der primäre Kupferwiderstand  $R_p$ , der elementar aus der Drahtlänge, dem Drahtdurchmesser und dem spezifischen Widerstand abgeleitet wird, ergibt sich unter Einbeziehung von Kerngrößen, und wenn die Primärwicklung etwa den halben zur Verfügung stehenden Wickelraum einnimmt,

$$R_p = 2 \frac{\varrho}{f_k} \cdot \frac{I_w}{F_w} \cdot w_p^2 \quad (8)$$

Darin bedeuten  $\varrho$  = spezifischer Widerstand des Kupfers ( $1,7 \mu\Omega/\text{cm}$ );  $f_k$  = Kupferfüllfaktor (im Durchschnitt etwa 0,5);  $I_w$  = mittlere Länge einer Windung [cm];  $F_w$  = Wickelquerschnitt [ $\text{cm}^2$ ];  $w_p$  = Windungszahl der Primärwicklung.

Die Primärinduktivität ergibt sich aus

$$L_p = \mu \frac{F_e}{l_e} w_p^2 [\text{H}] \quad (9)$$

( $\mu$  = absolute Permeabilität des verwendeten Übertragereisens =  $\mu_{\text{rel}} \mu_0$ ;  $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-9} [\text{H}/\text{cm}]$ ;  $F_e$  = Eisenquerschnitt in  $\text{cm}^2$ ;  $l_e$  = mittlere Eisenweglänge in cm)

Aus (8) und (9) bilden wir das Verhältnis

$$\frac{R_p}{L_p} = 2 \frac{\varrho}{f_k} \frac{l_e I_w}{F_e F_w} \frac{1}{\mu}, \quad (10)$$

das von der Windungszahl unabhängig ist.

Bei Verwendung von Pentoden und 30%igem Spannungsabfall an der unteren Bandgrenze erhält die Primärinduktivität die Größe

$$L_p = \frac{R_a}{\omega_u} \quad (11)$$

( $\omega_u = 2\pi f_u$ ;  $f_u$  = untere Grenzfrequenz in Hz)

Die so gefundenen Größen  $R_p$  und  $R_a$  werden in (7) eingeführt, so daß

$$b = 2 \frac{\varrho}{f_k} \frac{I_e I_w}{F_e F_w} \frac{1}{\mu \omega_u} \text{ wird.} \quad (12)$$

Somit ist  $b$  außer von den Kerngrößen nur noch von der unteren Grenzfrequenz abhängig.

Bekanntlich müssen gleichstromvormagnetisierte Übertrager einen Luftspalt erhalten, um einen zu frühen Sättigungseinsatz zu verhindern. Die Permeabilität ist jedoch stark vom eingestellten Luftspalt abhängig. Damit bei verlangter unterer Grenzfrequenz bzw. Primärinduktivität Windungszahl und Kupferwiderstand in erträglichen Grenzen bleiben, wird eine größtmögliche Permeabilität angestrebt. Da wohl stets auf rationelle Übertragerherstellung Wert gelegt werden dürfte, wird die kleinstmögliche Kerngröße ausgewählt, mit der sich die gestellten Bedingungen noch erfüllen lassen.

## Zu 2: Erwärmung des Übertragers

In der gleichstrombelasteten Wicklung entsteht außer der durch die Tonfrequenzleistung hervorgerufenen Verlust-Wechselleistung  $S_v/2$  die Gleichleistung

$$N_g = I_g^2 R_p. \quad (13)$$

Bei sprach- und musikmäßiger Dynamik und bei Kerntemperaturen von Bedeutung ist  $S_v \ll N_g$ , so daß auf die Einführung von  $S_v$  verzichtet werden darf.

Unter der Voraussetzung, daß der Gleichstromwicklung der halbe Wickelraum zur Verfügung steht, erhalten wir mit (8), (13) und der Stromdichte

$$i = 2 \frac{w_p}{f_k F_w} I_g \quad [\text{A/mm}^2] \quad (14)$$

die Gleichleistung aus

$$N_g = \frac{1}{2} \varrho f_k F_w I_w i^2 \quad (15a)$$

bzw. die Stromdichte

$$i = \sqrt{\frac{2 N_g}{\varrho f_k F_w I_w}} \quad (15b)$$

Darin bedeutet  $\varrho$  = spez. Widerstand des erwärmten Kupfers ( $2 \mu\Omega/\text{cm}$ ).

Die Übertemperatur ergibt sich aus

$$t_u = \frac{N_g}{\alpha F_o} \quad (16)$$

Es ist  $\alpha < 1$  = Wärmeabgabefaktor, ein empirisch gefundener Durchschnittswert, der hauptsächlich von der wärmeabgebenden Gesamtoberfläche  $F_o$  bestimmt wird und um so kleiner ausfällt, je größer die Oberfläche ist.

Die Übertemperatur  $t_u$  ist, abgesehen von Kerngrößen, von der Gleichleistung und diese, wie (15) aussagt, nur von der Stromdichte des Wickeldrahtes abhängig. Damit ist man in der Lage, für jeden Kern je nach Temperaturgrenze die maximal zulässige Stromdichte anzugeben.

Bemessungsbeispiele

Aus der Empfänger-, Verstärker- und Modulationstechnik wurden einige typische Beispiele herausgesucht und für diese die Grenzbedingungen nach den vorstehenden Gesichtspunkten errechnet und in den Abb. 4 bis 7 grafisch niedergelegt. Es wurden hierbei nur die genormten  $E/I$ -Schnitte berücksichtigt, da sie jeden beliebigen Luftspalt einzustellen gestatten und sich daher für die Her-

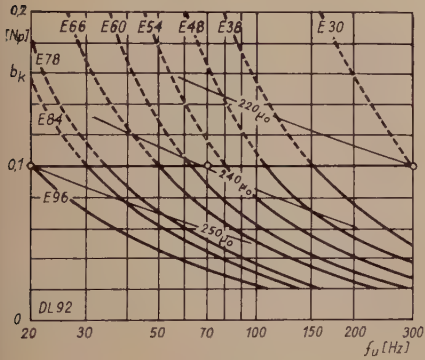


Abb. 4. Bemessungsbeispiel für die Endröhre DL 92 od. ähnl.  $S_{a \text{ opt}} = 0,18$  Watt,  $R_a = 8 \text{ k}\Omega$ ,  $I_a = 7,2 \text{ mA}$ ; erforderlicher Luftspalt bei  $f_u = 70 \text{ Hz}$  und  $b = 0,1 \text{ Np}$ :  $10^{-3} I_e$  (cm);  $I_e$  = Kraftlinienlänge in cm

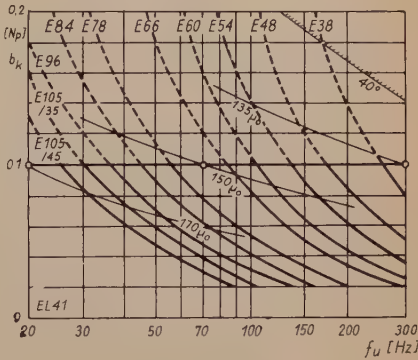


Abb. 5. Bemessungsbeispiel für die Endröhre EL 41 od. ähnl.  $S_{a \text{ opt}} = 3,9$  Watt,  $R_a = 7 \text{ k}\Omega$ ,  $I_a = 36 \text{ mA}$ ; erforderlicher Luftspalt bei  $f_u = 70 \text{ Hz}$  und  $b = 0,1 \text{ Np}$ :  $1,8 \cdot 10^{-3} I_e$

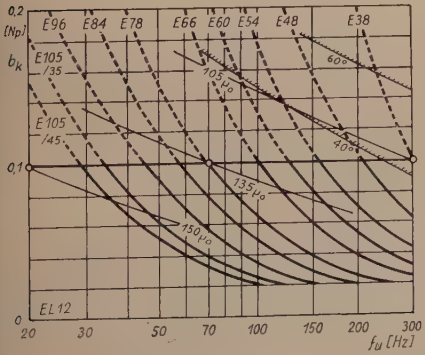


Abb. 6. Bemessungsbeispiel für die Endröhre EL 12 od. ähnl.  $S_{a \text{ opt}} = 8,8$  Watt,  $R_a = 3,5 \text{ k}\Omega$ ,  $I_a = 72 \text{ mA}$ ; erforderlicher Luftspalt bei  $f_u = 70 \text{ Hz}$  und  $b = 0,1 \text{ Np}$ :  $2,8 \cdot 10^{-3} \cdot I_e$

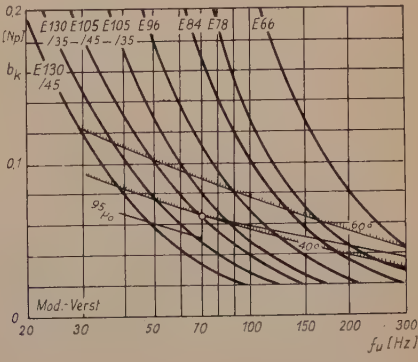


Abb. 7 rechts: Bemessungsbeispiel für eine Modulations-Endstufe (AM) für einen Kleinsender mit 120 Watt Eingangsleistung;  $S_{a \text{ opt}} = 60$  Watt

(100%iger Modulationsgrad), Modulationswiderstand =  $3 \text{ k}\Omega$ , Anodenstrom der zu modulierenden Senderendstufe =  $200 \text{ mA}$ ; primärseitig erfolgt keine Gleichstromvormagnetisierung (Gegentakt-Endstufe); erforderlicher Luftspalt bei  $f_u = 70 \dots 150 \text{ Hz}$  und  $40^\circ$  Übertemperatur:  $5 \cdot 10^{-3} \cdot I_e$



stellung von gleichstromvormagnetisierten Übertragern besonders eignen. Kernmaterial ist das meistverbreitete und hierfür besonders geeignete Dynamo-blech IV. Bei der Ermittlung der Permeabilität wurde einerseits von einer gewissen Sicherheit gegenüber Schwankungen der Vormagnetisierung bzw. der Gleichfeldstärke, andererseits von materialsparender Übertragerherstellung ausgegangen. Die Berechnungen stützen sich vor allem auf die ausführlichen Berechnungsunterlagen in [1].

Ein Vergleich der Diagramme zeigt, daß es bei der Wahl eines geeigneten Übertragerkerns nicht so sehr auf die Übertragerleistung, sondern vor allem auf die untere Grenzfrequenz ankommt. Dagegen wird das günstigste Verhältnis von Luftspalt zu Kraftlinienweg bzw. die zweckmäßigste Permeabilität hauptsächlich von der Übertragerleistung und nur wenig von der Grenzfrequenz bestimmt. Die Verhältnisse verschieben sich allerdings, wenn man mit Reserve arbeitet, d. h. wenn man den Kern größer wählt als nach den Grenzbedingungen notwendig wäre. Besonders bei größeren Leistungen ( $S_a > 10 \text{ W}$ ; z. B. bei gleichstromvormagnetisierten Modulationsübertragern) empfiehlt es sich, die nächstgrößere Kerntype zu verwenden.

Wie die Temperaturlinien der Abb. 6 und 7 zeigen, treten nennenswerte Temperaturgrade bei höheren Werten der unteren Grenzfrequenzen und bei höheren Übertragerleistungen auf. Bei Modulationsübertragern für Anodenstrommodulation von Kleinsendern gibt ausschließlich die Temperaturbedingung den Ausschlag. Infolgedessen muß man bei der Berechnung dieser Übertragerarten darauf achten, daß die maximal zulässige Stromdichte und eine größere Über-temperatur als  $40^\circ \text{C}$  nicht überschritten wird.

## Schrifttum

- [1] Feldtkeller, R.: Einführung in die Theorie der Spulen und Übertrager mit Eisenblechkernen, Teil I ... III, S. Hirzel-Verlag, Stuttgart.
- [2] Sommer, J.: Diagramme zur Berechnung von Ausgangsübertragern, FUNK UND TON, Bd. 2 [1948], H. 11, S. 549 ... 563.
- [3] Schweitzer, H.: Berechnung von Übertragern für Anodenmodulation, Das DL-QTC [1952], H. 12, S. 530 ... 540.

\*

\*

\*

# Kennlinienschreiber für Transistoren

Die Darstellung der Eigenschaften nichtlinearer Vierpole durch Kennlinienfelder ist bei Röhren bekannt und allgemein eingeführt. Transistoren besitzen bis heute noch nicht die Gleichmäßigkeit und Stabilität von Röhren, so daß viel mehr als bei Röhren eine häufige Kontrolle der Kennlinien erforderlich ist.

Um ein flimmerfreies Bild zu erhalten, muß das Kennlinienfeld in verhältnismäßig kurzer Zeit durchlaufen werden. Dies ist aber auch noch aus anderen Gründen notwendig. Bei einer Kennlinienaufnahme Punkt für Punkt ändert sich die Temperatur im Transistor. Da der Transistor aber stark temperaturabhängig ist, erhält man so nicht die richtige Kennlinie. Die Kennlinienaufnahme mit Wechselspannungen entspricht dagegen weitgehend den Arbeitsbedingungen.

## Kennzeichnung des Transistors

Die Eigenschaften eines Transistors in den Schaltungen 1a—c werden durch folgende Funktionen gekennzeichnet:

- |    |                |                         |
|----|----------------|-------------------------|
| 1) | $I_1 = f(U_1)$ | mit $I_2$ als Parameter |
| 2) | $I_2 = f(U_2)$ | " $I_1$ " "             |
| 3) | $I_1 = f(U_2)$ | " $I_2$ " "             |
| 4) | $I_2 = f(U_1)$ | " $I_1$ " "             |

Die Bedeutung der Indizes der Funktionen in den einzelnen Schaltungen geht aus Abb. 1 hervor.

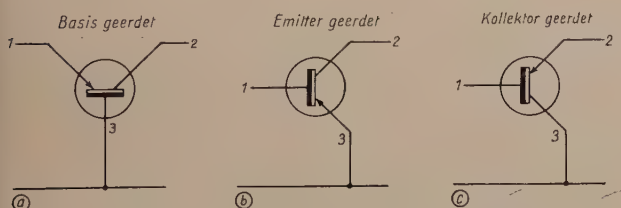


Abb. 1  
Die Grundschaltungen  
des Transistors

Man begnügt sich im allgemeinen mit der Darstellung der Funktionen 2) und 4), wobei 2) etwa die Bedeutung des  $I_a U_a$ -Kennlinienfeldes von Röhren besitzt. Die Aufnahmen der Kurvenscharen nach den Funktionen 1) und 3) ist u. U. sehr schwierig. In beiden Fällen ist der Kollektorstrom Parameter. In Funktion 1) kann die Kollektorspannung dabei gegebenenfalls sehr hoch werden. Bei Flächentransistoren ergibt sich eine weitere Schwierigkeit dadurch, daß der Kollektorwiderstand in die Größenordnung von 100 M $\Omega$  kommen kann. Die Spannungsquelle, die den konstanten Kollektorstrom liefern soll, muß dann einen Innenwiderstand von mehreren 1000 M $\Omega$  haben.

Als weitere Kennzeichnung dient der Stromverstärkungsfaktor  $\alpha = \Delta I_c / \Delta I_e$  (bei geerdeter Basis) und  $\beta = \Delta I_c / \Delta I_b$  (Emitter geerdet). Auch diese Faktoren können aus dem Kennlinienfeld ermittelt werden.

## Kennlinienaufnahme mit Kathodenstrahlröhre

Das Blockschaltbild eines Transistor-Kennlinienschreibers zeigt Abb. 2. Die veränderliche Spannung besteht aus Sinushalbwellen, die z. B. an den Kollektor gelegt wird. Dann wird nach jeder Halbwelle der Emitterstrom um gleiche Beträge erhöht. Die Wechselfspannung liegt gleichzeitig an den Vertikalablenkplatten eines Kathodenstrahloszillografen. Die Kollektorstromänderung wird an einem kleinen Widerstand  $R_s$  als Spannungsabfall gemessen und nach Verstärkung der Horizontalablenkung des Oszillografen zugeführt. Man erhält Funktion 2) in der Form  $I_c = f(U_c)$  mit dem Emitterstrom  $I_e$  als Parameter. Durch Umlegen des Schalters kann die Transfer-Charakteristik  $I_c = f(U_e)$  mit  $I_e$  als Parameter erhalten werden.

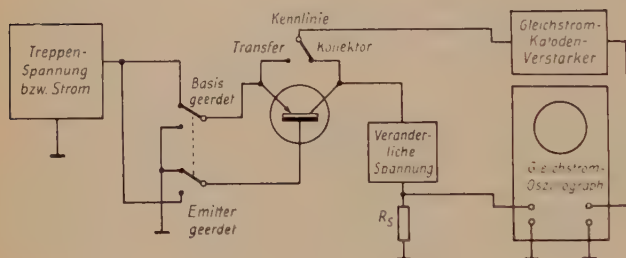


Abb. 2  
Blockschema eines  
Transistor-  
Kennlinienschreibers

Der Oszillograf muß Gleichstromwerte übertragen. Durch entsprechende Polung der Platten sollte dafür gesorgt werden, daß die Ablenkung bei negativer Spannung nach unten und bei negativem Strom nach links erfolgt. Durch Verschiebung der Ruhelage des Leuchtflecks in die rechte obere Ecke kann dann der ganze Schirm ausgenutzt werden. Bei pnp-Transistoren erscheint das Bild dann im linken unteren Quadranten des Koordinatensystems. Bei npn-Transistoren liegt das Bild im rechten oberen Quadranten, so daß die Ruhelage des Flecks nach links unten gebracht werden muß.

Als veränderliche Spannung kann die Netzspannung benutzt werden, wobei durch Gleichrichter eine Halbwelle unterdrückt wird. Bei einer Schar von 10 Kurven steht dann für ein vollständiges Bild  $\frac{1}{5}$  Sekunde zur Verfügung. Die Kathodenstrahlröhre muß dann einen lang nachleuchtenden Schirm besitzen. Reduziert man die Zahl der Kurven auf 5, so ist die „Bildfrequenz“ schon 10 Hz, wobei schon normale Nachleuchtschirme ein fast flimmerfreies Bild ergeben. Durch Ausnutzung beider Sinushalbwellen mit Hilfe eines Doppelweggleichrichters kann man die Bildfrequenz nochmals verdoppeln.

Transistorkennlinien besitzen manchmal eine Art „Hysterese“, d.h. bei ansteigender und abfallender Spannung werden nicht die gleichen Kennlinien durchlaufen. Um diese Anomalie feststellen zu können, muß die Kennlinie in beiden Richtungen durchlaufen werden, der „Rücklauf“ darf also nicht verdunkelt werden.

Eine einfache Schaltung [1] zur Aufnahme von Transistorkennlinien zeigt Abb. 3. Es wird darauf verzichtet, den Emitter- bzw. Basisstrom automatisch schrittweise



Abb. 3. Einfacher Kennlinienschreiber für Transistoren

## Erzeugung von Treppenspannungen und -strömen

Um das ganze Kennlinienfeld zu erhalten, muß an der Elektrode 1 Strom oder Spannung schrittweise erhöht werden. Dies erfordert allerdings einigen Aufwand und kann entweder durch mechanische Umschaltung oder elektronisch geschehen.

Eine mechanische Umschaltung [2] mit Hilfe eines Schrittschaltwerks zeigt Abb. 4. Mit diesem werden acht verschiedene Widerstände in die Emitter- (bzw. Basis-) Leitung gelegt. Da diese Widerstände groß gegen den Widerstand der Emitter-Basis-Strecke sind, bestimmen sie allein den Strom. Das Schaltwerk ist an einen Bereichsschalter angeschlossen, mit dem der Gesamtstrom zwischen  $20 \mu\text{A}$  und  $1 \text{ mA}$  geregelt werden kann. Bei stillstehendem Schrittschaltwerk kann eine einzelne Kennlinie beobachtet werden. Durch Umpolung der Spannung

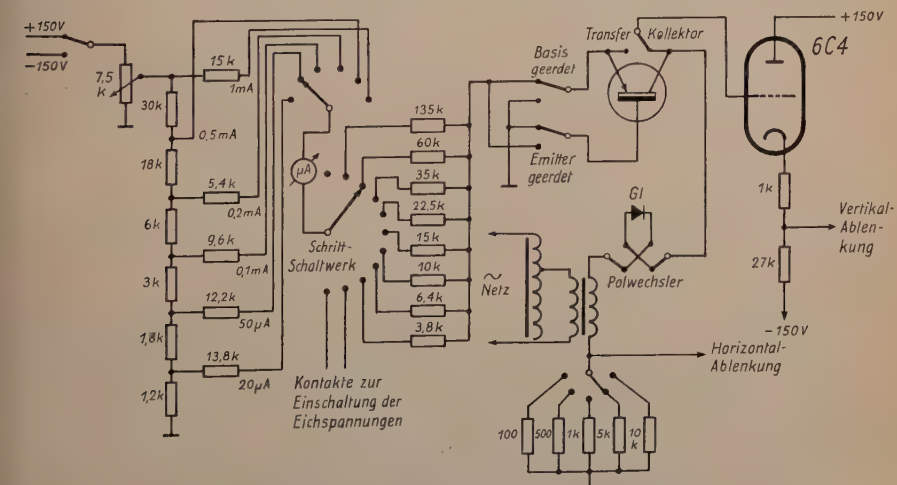


Abb. 4. Schaltung eines Kennlinienschreibers mit Schrittschaltwerk

bzw. des Gleichrichters in der Kollektorleitung lassen sich sowohl pnp- als auch npn-Transistoren untersuchen. Das Schrittschaltwerk wird mit Netzfrequenz angetrieben, so daß sich eine der Netzfrequenz entsprechende Anzahl Schaltungen je Sekunde ergeben.

Bei der Aufnahme von Kollektorkurven wird die sich ändernde Kollektorspannung zwischen Kollektor und Masse abgenommen. Bei Flächentransistoren kann der dynamische Kollektorwiderstand in die Größenordnung von  $100\text{ M}\Omega$  kommen, so daß der Eingangswiderstand des Oszillografen gegebenenfalls einen unerwünschten Nebenschluß darstellt. Aus diesem Grunde wird die Vertikalablenkspannung am Katodenwiderstand einer Katodenverstärkerstufe abgenommen, die einen sehr hohen Eingangswiderstand besitzt.

Bei elektronischen Anordnungen ist zunächst eine Spannungsquelle erforderlich, die, von Impulsen gesteuert, eine treppenförmig ansteigende Spannung liefert. Mit dieser wird eine weitere Röhrenanordnung gesteuert, die die Treppenspannung in Treppenströme umwandelt. Die Schaltung eines solchen Treppengenerators [3] zeigt Abb. 5. Die Röhre 1 ist stark negativ vorgespannt. Aus der Netzfrequenz gewonnene kurzzeitige positive Impulse bewirken eine mit jedem Impuls ansteigende Spannung am Kondensator C, so daß sich eine treppenförmige Spannung ergibt. Die Röhre 2 ist als Sperrschwinger geschaltet und ebenfalls stark negativ vorgespannt. Hat die Treppenspannung eine bestimmte Höhe erreicht, dann „zündet“ der Sperrschwinger und der Kondensator C wird über den Gitterstrom der Röhre 2 entladen, worauf neuerdings eine treppenförmige Aufladung von C erfolgt. Die so erhaltene Treppenspannung wird einer Anordnung nach Abb. 6 zugeführt, wenn positiver Treppenstrom benötigt wird und einer Anordnung nach Abb. 7 für negativen Treppenstrom.

Zur Erzeugung treppenförmiger Spannungen und Ströme sind natürlich noch zahlreiche andere Schaltungsanordnungen möglich. Abb. 5, 6, 7 sollen nur Beispiele darstellen. Dabei sind solche Anordnungen vorzugsweise zur Erzeugung größerer Ströme geeignet, während für Ströme in der Größenordnung von  $\mu\text{A}$  besser mechanische Schalter benutzt werden.

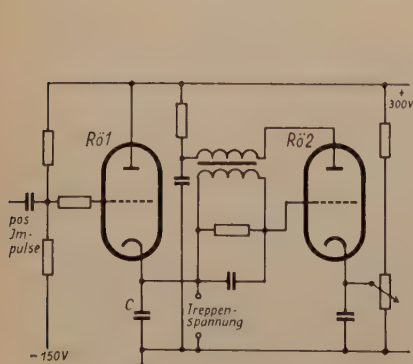


Abb. 5. Schaltung zur Erzeugung von Treppenspannungen

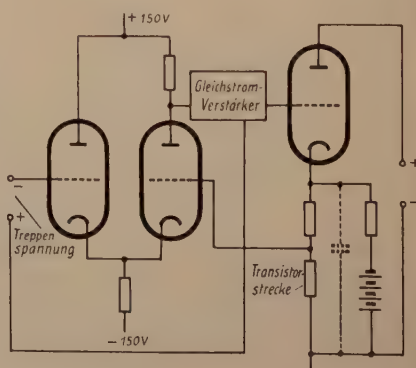


Abb. 6. Schaltung zur Erzeugung positiver Treppenströme

## Eichung

Die beschriebenen Vorgänge spielen sich über mehrere Größenordnungen ab, so daß die Frage der Eichung des Maßstabes auf dem Schirm der Katodenstrahlröhre hohe Bedeutung besitzt. Das in Abb. 4 angegebene Gerät besitzt hierzu eine interessante Einrichtung. Das Schrittschaltwerk hat außer den acht erwähnten Stellungen und einer Nullstellung für Eichzwecke zwei weitere Stellungen. Beim Umlauf des Schaltwerks wird in einer dieser Stellungen eine Eichspannung an die Horizontal- und in der anderen Stellung eine Eichspannung

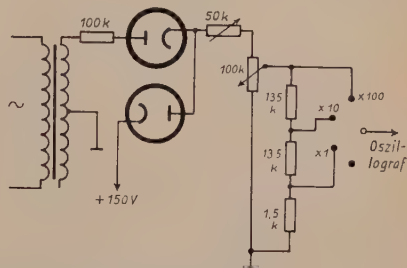
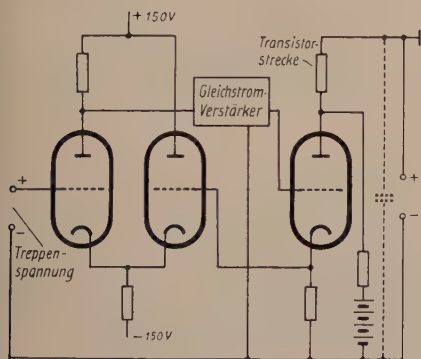


Abb. 7 links: Schaltung zur Erzeugung negativer Treppenströme

Abb. 8 oben: Anordnung zur Gewinnung von Eichspannungen aus dem Netz

an die Vertikalablenkung des Oszillografen gelegt. Auf diese Weise werden X- und Y-Achse des Koordinatensystems mitgeschrieben.

Die beiden Eichspannungen werden einer Anordnung nach Abb. 8 entnommen. Die Transformatorspannung wird über einen Widerstand und einen Gleichrichter einem weiteren, vorgespannten Gleichrichter zugeführt. Mit dem Potentiometer kann die Spannung, bei der die Sinushalbwellen abgeschnitten wird, eingestellt werden. Auf diese Weise bleibt die Eichspannung konstant, auch wenn die Netzspannung schwankt. Mittels geeichter dekadischer und kontinuierlicher Regler kann jede gewünschte bekannte Eichspannung eingestellt werden.

Abb. 9 zeigt einige mit dem Gerät nach Abb. 4 erhaltene Oszillogramme.

## Schrifttum

- [1] Philbrook, W.: Radio and Television News, Bd. 50 [1953], H. 9, S. 66/67.
- [2] O'Neill, B. J., und Guttermann, A.: electronics, Bd. 26 [1953], H. 7, S. 172/175.
- [3] Kurshaw, J., Lohman, R. D., und Herzog, G. R.: electronics, Bd. 26 [1953], H. 2, S. 122/127.

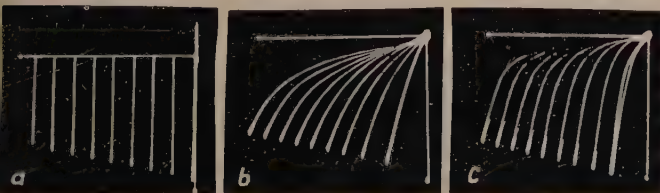


Abb. 9

Kennlinienfelder.  
a) pnp-Flächentransistor, b) Punkt-Kontakt-Transistor, c) „Hysteresis“-Erscheinung bei einem Punkt-Kontakt-Transistor



# Die Verzerrung beliebig geformter Kurven durch RC-Glieder

Aus der Physiologischen Anstalt der Freien Universität, Berlin<sup>1)</sup>

*Wenn man die Verzerrung beliebiger Kurven genau berechnen oder aus der verzerrten Kurve die unverzerrten finden will, so stößt das bei einem vielstufigen Verstärker auf Schwierigkeiten. Nun kann man relativ kurze Stücke dieser Kurven mit genügender Annäherung in Potenzreihen entwickeln und für diese Reihen die Verzerrung durch RC-Glieder verhältnismäßig einfach bestimmen; umgekehrt läßt sich aus der verzerrten Kurve die unverzerrte berechnen, wenn man die Zeitkonstanten und die Anfangsbedingungen kennt. Diese Rechnungen werden hier für einfachere Fälle durchgeführt und der Weg für kompliziertere gezeigt.*

Wie Rechteckkurven durch beliebige RC- (und auch RL- und Resonanz-) Glieder verzerrt werden, haben<sup>2)</sup> u. a. Bartels, Feldtkeller, Händler und Peters, Kerkhof und Werner, Lepeschkin, Marquardt, Schaefer, Schiffel und Köhler gezeigt. Über die Verzerrung von Sinusspannungen vergleiche z. B. Kamke, Rint. Über andere Formen sind dem Verfasser nur zwei Artikel, und zwar über die Verzerrung idealisierter Sägezahnkurven bekannt, einer in Philips-Monatsheften für Apparatefabrikanten (Verfasser unbekannt) und ein zweiter von Oertel.

Für die Praxis sind die allgemeinen Lösungen, die der Autor kennt, wie z. B. von Klein, viel zu kompliziert. Manchmal kann man aber mit den Formeln, die in der vorliegenden Arbeit aufgeführt sind, einfach und doch genau rechnen. Das ist auf jeden Fall dann möglich, wenn man nur ein RC-Glied zu berücksichtigen braucht. Das gilt beispielsweise für Gleichspannungs-Gegentaktverstärker, wenn diese eine Frequenzblende mit der Zeitkonstante  $\tau$ <sup>3)</sup> zur Abschneidung der oberen Frequenzen besitzen oder ein Glied aus Widerstand R und Kapazität C in Reihe zur Unterdrückung der unteren Frequenzen erhalten.

Kommen mehrere RC-Glieder mit  $\tau_1, \tau_2$  usw. bzw.  $T_1, T_2$  usw. vor, so kann man entweder die Rechnung mehrmals wiederholen, um genaue Ergebnisse zu erzielen, oder mit resultierenden Zeitkonstanten  $\tau_r$  und  $T_r$  für den ganzen Verstärker rechnen, wenn die Genauigkeit geringer sein darf. Diese wird um so größer, je mehr die Wirkung einer Zeitkonstante überwiegt, und je kleiner das Verhältnis  $t/T$  bzw. je größer  $t/\tau$  ist ( $t = \text{Zeit}$ ).

Die Rechnung gestaltet sich am einfachsten, wenn man die Ladung des Parallelkondensators  $C_r$  (Gl. 1) bzw. die Entladung des Serienkondensators  $C_T$  (Gl. 3) betrachtet (Abb. 1). Für ein RC-Glied mit Parallelkondensator  $C_r$  kommt man so zu folgender Differentialgleichung

$$\frac{du}{dt} = \frac{y - u}{\tau} \quad (\text{vgl. auch Abb. 2}) \quad (1)$$

<sup>1)</sup> Herrn Prof. Dr. M. H. Fischer und Herrn Oberarzt Dr. H. J. Engel bin ich für die Unterstützung bei dieser Arbeit zu großem Dank verpflichtet.

<sup>2)</sup> Schrifttum s. S. 38/39.

<sup>3)</sup> Genau genommen muß ihre Zeitkonstante  $\tau$  um einige Zehnerpotenzen kleiner sein als die der übrigen Glieder mit Parallelkondensator.

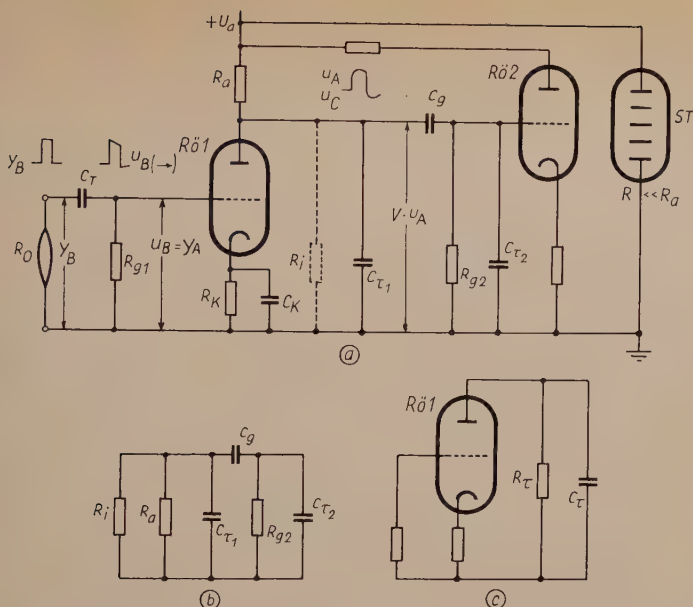


Abb. 1. Schaltbild eines Verstärkers zur Bestimmung der Größen  $R_z$ ,  $C_z$ ,  $R_T$  und  $C_T$  aus den Teilen der Schaltung

a) Grundsaltung, b) Allgem. Ersatzschaltung, c) Vereinfachte Ersatzschaltung für hohe Frequenzen

$R_0$  Objektwiderstand

$R_g$  Gitterwiderstand

$R_k$  Katodenwiderstand

$(R_k \cdot C_k \gg R_T \cdot C_T)$

$R_a$  Anodenwiderstand

$R_i$  Innenwiderstand der Röhre 1

ST Stabilisator

$y_B$  Unverfälschte Spannung am Objekt

$u_B$  Durch Serienkondensator  $C_T$  mit der Zeitkonstante  $T$  verfälschte Spannung am Gitter der ersten Röhre =

$y_A$  Ursprungsspannung zur Berechnung der Verfälschungen durch Parallelkondensator  $C_\tau$  mit Zeitkonstante  $\tau$

$V \cdot u_A$  Durch  $\tau$  verfälschte Spannung an der Anode der ersten Röhre

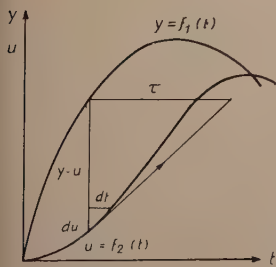
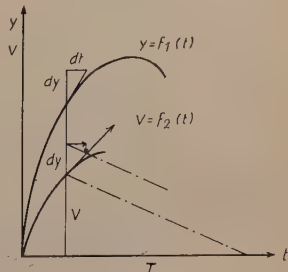


Abb. 2 (links). Konstruktion bei Parallelkondensator  $C_\tau$

Abb. 3 (rechts). Konstruktion bei Serienkondensator  $C_T$



Darin bezeichnet  $y$  die Spannung am Gitter einer Verstärkerröhre,  $u \times$  Verstärkung  $V$  die Spannung am resultierenden Arbeitswiderstand  $R_r$  mit Parallelkondensator  $C_r$ . Für die Zeitkonstante  $\tau$  gilt

$$\tau [\text{ms}] = \frac{R_r \cdot C_r}{1000} [\text{M}\Omega, \mu\text{F}] \quad (2)$$

$$\frac{1}{R_r} = \frac{1}{R_i} + \frac{1}{R_a} + \frac{1}{R_{g2}} \quad (2a)$$

$$C_r = C_{r1} + C_{r2} \quad (\text{vgl. z. B. Rothe-Kleen}) \quad (2b)$$

Man muß also auch die Widerstände und Parallelkapazitäten des nächsten RC-Gliedes mit Serienkondensator berücksichtigen. Wenn man  $\tau$  in ms einsetzt, muß man natürlich auch mit  $t$  in ms rechnen.

Bei einem Glied mit Serienkondensator  $C_T$  gilt

$$\frac{dv}{dt} = \frac{dy}{dt} - \frac{v}{T} \quad (\text{vgl. auch Abb. 3}) \quad (3)$$

Hier ist  $y$  die Spannung vor dem RC-Glied,  $v$  die Spannung dahinter. Die Zeitkonstante  $T$  läßt sich wie folgt berechnen

$$T [\text{s}] = R_T \cdot C_T [\text{M}\Omega, \mu\text{F}] \quad (4)$$

$$R_T = R_0 + R_g \approx R_g, \quad (4a)$$

wenn der Widerstand des Objektes  $R_0$  bzw. der Innenwiderstand der Spannungsquelle klein und daher gegen  $R_g$  zu vernachlässigen ist. Genau genommen muß man bei jedem Glied mit Serienkondensator auch die Parallelkapazitäten zu den Widerständen berücksichtigen. Wie das Ergebnis von Kerkhof und Werner zeigt, ergibt sich dasselbe, als wenn ein Serien-RC-Glied mit  $T$  und ein Parallelglied mit  $\tau$  hintereinandergeschaltet sind.

Wie aus Abb. 2 und 3 ersichtlich ist, kann man aus beliebigen gegebenen Kurven  $y = f(t)$  durch punktweise Konstruktion die verzerrten Kurven für  $u$  bzw.  $v$  angenähert finden.

Für einfache Funktionen und wenige RC-Glieder ist auch die genaue Rechnung ohne zu großen Aufwand durchzuführen. Wenn die unverzerrte Spannung  $y = f(t)$  eine Potenzreihe mit beliebigen ganzen positiven Exponenten ist, so lassen sich die Differentialgleichungen (1) und (3) durch wiederholten Einsatz von

$$x = \frac{du}{dt}, \quad z = \frac{dx}{dt} \quad \text{usw. und wiederholtes Differenzieren lösen (vgl. Kamke).}$$

Hierbei tritt außer den Potenzen ein Glied mit einer e-Funktion auf. Wenn ein weiteres RC-Glied hinzukommt, muß man die zuerst gewonnene Gleichung als Ausgangspunkt benutzen und erhält als Lösung eine Gleichung mit einer weiteren e-Funktion.

Allgemein wird die Ausgangsgleichung  $y = f(t)$  eine beliebige Anzahl von Potenzen und e-Funktionen enthalten. In Tabelle 1 ist hierfür die Lösung an-



**Tabelle 1. Die allgemeine Lösung der Differentialgleichung mit Potenzreihen und e-Funktionen**

$$\frac{dz}{dt} = Y_0 + A_0 t + B_0 t^2 + C_0 t^3 + \dots + G_0 t^{n-2} + H_0 t^{n-1} + I_0 \cdot t^n + K_0 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} + L_0 \cdot e^{-\frac{t}{T_2}} + \dots + N_0 \cdot e^{-\frac{t}{T_n}} - \frac{z}{T}$$

$$\text{ist } z = T \left[ Y_1 + A_1 t + B_1 t^2 + C_1 t^3 + \dots + G_1 \cdot t^{n-2} + H_1 \cdot t^{n-1} + I_1 \cdot t^n + K_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} + L_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_2}} + \dots + N_1 \cdot e^{-\frac{t}{T_n}} + O_1 \cdot e^{-\frac{t}{T}} \right]$$

Zur Zeit  $t = 0$  ist  $z = z_0$


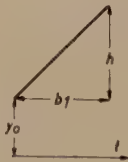
$$\begin{aligned} Y_1 &= Y_0 - A_1 T & G_1 &= G_0 - (n-1) H_1 T & K_1 &= \frac{K_0}{1 - \frac{T}{T_1}} \\ A_1 &= A_0 - 2 B_1 T & H_1 &= H_0 - n I_1 T & L_1 &= \frac{L_0}{1 - \frac{T}{T_2}} \\ B_1 &= B_0 - 3 C_1 T & I_1 &= I_0 & \dots N_1 &= \frac{N_0}{1 - \frac{T}{T_n}} \\ &\dots\dots\dots & & & O_1 &= \frac{z_0}{T} - \left[ Y_1 + K_1 + L_1 + \dots + N_1 \right] \end{aligned}$$

gegeben, in Tabelle 2 ist das Ergebnis auf den Fall angewandt, daß beliebige Potenzreihen durch folgende RC-Glieder verzerrt werden:

- U) durch ein Glied mit Parallelkondensator  $C_\tau$ , das die Zeitkonstante  $\tau$  aufweist;
- V) durch ein Glied mit Serienkondensator  $C_T$  mit der Zeitkonstante  $T$ ;
- W) durch ein Glied wie V) mit  $T$  und ein zweites wie U) mit  $\tau$  zugleich.

Tabelle 2 zeigt auch die Anwendung auf Gleichungen bis zur 3. Potenz und auf Einzelimpulse in Form eines Rechtecks, Trapezes, Dreiecks und einer Parabel, sowie e-Funktionen.

Nun kann man jede normal vorkommende Funktion innerhalb eines relativ kurzen Bereiches mit genügender Annäherung in eine Potenzreihe mit wenigen Gliedern umformen. Es ist also möglich, zu untersuchen, wie eine solche Kurve durch RC-Glieder verfälscht wird. Verfasser hält diese Methode in Übereinstimmung mit dem ihm unbekannten Autor des Artikels in Philips Monatsheften für günstiger als die Zerlegung in Sinusschwingungen und Zusammensetzung nach Fourier, wie sie Gabler und Marquardt angewandt haben. Denn bei letzterer stößt die Rechnung auf sehr große Schwierigkeiten, wenn man das Abnehmen der Amplitude und ihre Phase berücksichtigen will; ohne dies in Rechnung zu setzen, ist die Lösung nur eine ganz grobe Annäherung an die wirklichen Verhältnisse.

Unverzerrt							Parallel-C mit $\tau$						
							Für $t = 0$						
							$u = u_0$						
$y = Y_0 + A_0 t + B_0 t^2 + C_0 t^3$ $+ + \dots G_0 \cdot t^{n-2} + H_0 t^{n-1} + I_0 \cdot t^n$							$u = Y + A t + B t^2 + C t^3 + + \dots$ $+ G \cdot t^{n-2} + H \cdot t^{n-1} + I t^n + (u_0 - Y) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$						
Einfache Kurven mit $n \leq 3$							$Y = Y_0 - A \tau \quad A = A_0 - 2 B \tau \quad B = B_0 - 3 C \tau$ $C = C_0 - 4 D \tau \dots G = G_0 - (n-2) H \tau$ $H = H_0 - (n-1) I \tau \quad I = I_0$						
Nr.	n	Kurve	$Y_0$	$A_0$	$B_0$	$C_0$	n	Y	A	B	C	Gleichung	
1)	0	Nulllinie $h = 0$	0	0	0	0	0	0	0	0	0	$u = u_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$ o) $u = 0$	
2)	0	Waagerechte $y = h$	h	0	0	0	0	h	0	0	0	$u = h - (h - u_0) e^{-\frac{t}{\tau}}$ o) $u = h \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$	
2)		Rechteck											
		I $y = h$										o) I $u = h \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$	
1)		II $y = 0$										II $u = h \left(1 - e^{-\frac{b}{\tau}}\right) e^{-\frac{t}{\tau}}$	
									o) $u_0 = 0$				
												(t fängt in jedem Abschnitt mit 0 an)	
3)	1	Gerade $y = Y_0 + A_0 t$ $A_0 = \frac{h}{b_1}$	$Y_0$	$A_0$	0	0	1	$Y_0 - A_0 \tau$	$A_0$	0	0	$u = Y + A_0 t - (Y - u_0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$ o) $u = A_0 t + Y \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$	
													


ache Kurven, verzerrt durch:

rien-C mit $T$				V	Glieder mit $T$ und $\tau$						W
Für $t = 0$				$v = v_0$	Für $t = 0$						$w = w_0$
$T [A_1 + B_1 t + C_1 t^2 + \dots + G_1 \cdot t^{n-3}$					$w = T [A_2 + B_2 t + C_2 t^2 + \dots + G_2 \cdot t^{n-3} + H_2 \cdot t^{n-2} + I_2 \cdot t^{n-1}]$						
$H_1 \cdot t^{n-2} + I_1 t^{n-1}] + (v_0 - A_1 T) \cdot e^{-\frac{t}{T}}$					$+ K_2 \cdot e^{-\frac{t}{T}} + (w_0 - L_2) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$						
$A_0 - B_1 T \quad B_1 = 2(B_0 - C_1 T)$					$A_2 = A_1 - B_2 \tau \quad B_2 = B_1 - 2 C_2 \tau \quad C_2 = C_1 - 3 D_2 \tau \dots$						
$3(C_0 - D_1 T) \dots G_1 = (n-2)(G_0 - H_1 T)$					$G_2 = G_1 - (n-2) H_1 \tau \quad H_2 = H_1 - (n-1) I_1 \tau \quad I_2 = I_1$						
$(n-1)(H_0 - I_1 T) \quad I_1 = n I_0$					$K_2 = \vartheta (v_0 - A_1 T) \quad L_2 = A_2 T + K_2$						
$A_1$	$B_1$	$C_1$	Gleichung	$p^*$	$A_2$	$B_2$	$C_2$	$K_2$	$L_2$	Gleichung	
0	0	0	$v = v_0 \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	0	0	0	0	$\vartheta v_0$	$K_2$	$w = \vartheta v_0 \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	
		o)	$v = 0$								$+ (w_0 - \vartheta v_0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$
										o)	$w = \vartheta v_0 \left( e^{-\frac{t}{T}} - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$
I $v = h \cdot e^{-\frac{t}{T}}$					o) I $w = \vartheta h \left( e^{-\frac{t}{T}} - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$						
II $v = -h \left( 1 - e^{-\frac{b}{T}} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T}}$					II $w = \vartheta h \left( -K_T \cdot e^{-\frac{t}{T}} \right)$						
o) $v_0 = 0$ $p^*$ höchste Potenz					+ $K_T \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$						
					$K_T = 1 - e^{-\frac{b}{T}}$						
					$K_T = 1 - e^{-\frac{b}{\tau}}$						
$A_0$	0	0	$v = A_0 T + (v_0 - A_0 T) \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	0	$A_0$	0	0	$\vartheta \cdot (v_0 - A_0 T)$	$\vartheta \cdot (v_0 - A_0 T)$	$w = A_0 T + K_2 \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	
		o)	$v = A_0 T \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$							$+ (w_0 - L_2) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$	
										$K_2 = \vartheta (v_0 - A_0 T)$	
										$L_2 = \vartheta (v_0 - A_0 T)$	
									oo)	$w = A_0 T \left[ 1 - \vartheta \left( e^{-\frac{t}{T}} - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \right]$	



Nr.   n		Unverzerrt	Parallel-C mit $\tau$					$u - u_0$
			Für $t = 0$					
3)		<p>Dreieck</p> <p>I <math>y = \frac{h}{b_1} t</math></p> 	<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; display: inline-block;">o) <math>u_0 = 0</math></div>	o) I	$u = \frac{h}{b_1} \left[ t - \tau \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \right]$			
		II	$u = h \left( 1 - \frac{t - \tau}{b_2} - \alpha \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$					
			$\alpha = \tau \left( \frac{1 - e^{-\frac{b_1}{b_2 \tau}}}{\frac{b_1}{b_2}} + \frac{1}{b_2} \right)$					
			$b_1 = b_2 = \frac{b}{2}$		$\alpha = \frac{2 \tau}{b} \left( 2 - e^{-\frac{b}{2 \tau}} \right)$			
1)		III $y = 0$		III	$u = u_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$			
					$u_0 = h \left( \frac{\tau}{b_2} - \alpha \cdot e^{-\frac{b_2}{\tau}} \right)$			
			$b_1 = b_2 = \frac{b}{2}$		$u_0 = h \frac{2 \tau}{b} \left( 1 - e^{-\frac{b}{2 \tau}} \right)^2$			
			n	Y	A	B	C	
4)	2	<p>Parabel</p> <p><math>C_0 = 0</math></p> <p><math>y = Y_0 + A_0 t + B_0 t^2</math></p>	2	<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; display: inline-block;"><math>Y_0</math></div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; display: inline-block;"><math>-A \tau</math></div>	<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; display: inline-block;"><math>A_0</math></div> <div style="border: 1px solid black; padding: 2px; display: inline-block;"><math>-2 B_0 \tau</math></div>	<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; display: inline-block;"><math>B_0</math></div>	<div style="border: 1px solid black; padding: 2px; display: inline-block;">0</div>	$u = Y + A t + B_0 t^2$ $-(Y - u_0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$
								<p>o) <math>u = A t + B_0 t^2</math></p> <p><math>+ Y \left( 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \right)</math></p>

Kurven—C mit T			V	Glieder mit T und $\tau$						W
Für $t = 0$			$v = v_0$	Für $t = 0$						$w = w_0$
o) I			$r = T \frac{h}{b_1} \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right)$							oo) I
										$w = T \frac{h}{b_1} \left[ 1 - \vartheta \left( e^{-\frac{t}{T}} - \frac{\tau}{T} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right) \right]$
II			$v = T h \left( -\frac{1}{b_2} + \beta \cdot e^{-\frac{t}{T}} \right)$							II
			$\beta = \frac{1 - e^{-\frac{b_1}{T}}}{b_1} + \frac{1}{b_2}$							$w = -T \frac{h}{b_2} + K_2 \cdot e^{-\frac{t}{T}} + (w_{0II} - L_2) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$
$b_1 = b_2$			$\beta = \frac{2}{b} \left( 2 - e^{-\frac{b}{2T}} \right)$	<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; display: inline-block;"> <math>p^*, \vartheta, 0, 00</math> s. S. 35         </div>						$K_2 = \vartheta \left( v_{0II} + T \frac{h}{b_2} \right)$
										$v_{0II} = v_{b_1 I}$
III			$v = v_0 \cdot e^{-\frac{t}{T}}$							III
			$v_0 = v_{II}$ für $t = b_2$							$w = \vartheta v_{0III} \cdot e^{-\frac{t}{T}} + (w_{0III} - \vartheta v_{0III}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$
$b_1 = b_2$			$v_0 = -\frac{2Th}{b} \left( 1 - e^{-\frac{b}{2T}} \right)^2$							$v_{0III}$ siehe unter V,
										$w_{0III} = w_{b_2 II}$
$A_1$	$B_1$	$C_1$		$p^*$	$A_2$	$B_2$	$C_2$	$K_2$	$L_2$	
$A_0$ $2B_0T$	$2B_0$	0	$v = T(A_1 + B_1t) + (v_0 - A_1T) \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	1	$A_0$ $-2B_0 \cdot (T + \tau)$	$2B_0$	0	$\vartheta \cdot (v_0 - A_1T)$	$A_2T$ $-A_1T$	$K_2$
										$w = T(A_2 + B_2t) + K_2 \cdot e^{-\frac{t}{T}} + (w_0 - L_2) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$
										$K_2 = \vartheta(v_0 - A_1T)$
										$L_2 = \vartheta(v_0 - A_1T) - B_1\tau T$
										oo) $w = T[A_2 + B_2t - \vartheta A_1 \cdot e^{-\frac{t}{T}} + \left( \frac{A_1}{T/\tau - 1} + B_1\tau \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}]$

Nr.		n	Unverzerrt	Parallel-C mit $\tau$				
				Für $t = 0$				
				$u = u_0$				
4)			<p>Parabellimpuls</p> <p>I <math>y = \frac{4h}{b} \cdot \left(t - \frac{t^2}{b}\right)</math></p> 	I	$u = \frac{4h}{b} \left[ \left(1 + \frac{2\tau}{b}\right)t - \frac{t^2}{b} - \tau \left(1 + \frac{2\tau}{b}\right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \right]$			
1)			<p>II <math>y = 0</math></p>	II	$u = u_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$ $u_0 - h \frac{4\tau}{b} \left[ 2 - \left(1 + \frac{2\tau}{b}\right) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) \right]$			
				n	Y	A	B	C
5)	3	<p>Kubische Parabel</p> <p><math>y = Y_0 + A_0 t + B_0 t^2 + C_0 t^3</math></p>	3	$\begin{vmatrix} Y_0 \\ -A_0 \tau \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} A_0 \\ -2B_0 \tau \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} B_0 \\ -3C_0 \tau \end{vmatrix}$	$\begin{vmatrix} C_0 \end{vmatrix}$	$u = Y + A t + B t^2 + C t^3$ $-(Y - u_0) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$
				$u_0 = 0$	$u = A t + B t^2 + C t^3 + Y \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right)$			

## Schrifttum

- Bartels, H., „Über die Resonanzentzerrung bei Widerstandsverstärkern“, ENT. 9 [1932], S. 26.
- Feldtkeller, R., „Rundfunk-Siebschaltungen“, Hirzel, Leipzig [1945].
- Gabler, H., „Harmonische Analyse des menschlichen Spannungs-Elektrokardiogramms“, Z. f. Kreislaufforschung 39 [1950] Heft 13/14, S. 387.
- Händler, W. und J. Peters, „Die Berechnung von trägerfrequenten Einschwingvorgängen“, FTZ, Bd. 6, [1953] H. 4, S. 179 ... 188.
- Kemke, E., „Differentialgleichungen“, Lösungsmethoden und Lösungen I., Leipzig [1944] und „Differentialgleichungen reeller Funktionen“, Leipzig [1945].
- Kerkhoff, F. und Werner, W., „Fernsehen“, Philips' Technische Bibliothek Eindhoven [1951].
- Klein, P. E., „Elektronenstrahloszillographen“, 1. Band, Berlin [1948].

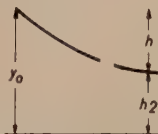
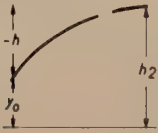
che Kurven, verzerrt durch:

-C mit T			V	Glieder mit T und $\tau$						W
Für $t = 0$			$r = r_0$	Für $t = 0$						$w = w_0$
I			$v = h \frac{4T}{b} \left[ \left( 1 + \frac{2T}{b} \right) \cdot \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) - 2 \frac{t}{b} \right]$	<div style="border: 1px solid black; padding: 5px; display: inline-block;"> <math>p^*, \vartheta</math> und <math>\infty</math>) s. S. 35         </div>						I
II			$v = v_0 \cdot e^{-\frac{t}{T}}$ $v_0 = h \frac{4T}{b} \left[ \left( 1 + \frac{2T}{b} \right) \cdot \left( 1 - e^{-\frac{b}{T}} \right) - 2 \right]$							II
										$w = h \frac{4T}{b} \left( 1 + \frac{2(T+\tau)}{b} - \frac{2t}{b} - \vartheta \left( 1 + \frac{2T}{b} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T}} + \frac{1+2\tau/b}{T/\tau-1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$ $w = \vartheta v_0 \text{ II} \cdot e^{-\frac{t}{T}} + (v_0 \text{ II} - \vartheta v_0 \text{ II}) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$ $v_0 \text{ II}$ siehe unter V $w_0 \text{ II} = w_{b_1 \text{ I}}$
$A_1$	$B_1$	$C_1$		$p^*$	$A_2$	$B_2$	$C_2$	$K_2$	$L_2$	
$A_0$ $-B_1 T$	$2(B_0$ $-C_1 T)$	$3C_0$	$r = T(A_1 + B_1 t + C_1 t^2) + (v_0 - A_1 T) \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	2	$A_0$ $-2B_0 \cdot$ $+2i^2 C_1$	$B_1$ $-2\tau C_1$	$C_1$ $= 3C_0$	$\vartheta \cdot$ $(v_0$ $-A_1 T)$	$A_2 T$ $+K_2$	$w = T \left( A_2 + B_2 t + C_1 t^2 + K_2 \cdot e^{-\frac{t}{T}} + (w_0 - L_2) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right)$  $L_2 = \vartheta (v_0 - A_1 \tau) - B_2 \tau T$
o) $v_0 = 0$			$v = T \left[ B_1 t + C_1 t^2 + A_1 \left( 1 - e^{-\frac{t}{T}} \right) \right]$							oo) $w = T \left[ A_2 + B_2 t + C_1 t^2 - \vartheta A_1 \cdot e^{-\frac{t}{T}} + \left( \frac{A_1}{T/\tau-1} + B_2 \tau \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau}} \right]$

Fortsetzung Tab. 2 s. S. 40/41

- Lepeschkin, E., „Das Elektrokardiogramm“, Dresden und Leipzig [1947].  
 Marquardt, E., „Impulsform und Bandbreite“, FUNK UND TON, Bd. 3 [1949] H. 7, S. 388.  
 Oertel, H., „Die Verzerrung N-förmiger Signale in RC-Verstärkern, FUNK UND TON, Bd. 6 [1952] H. 3, S. 123.  
 Peters, J., „Der Einschwingvorgang eines Fernsehübertragungssystems“, NWDR-Bericht Nr. 19, Juni [1953].  
 Philips-Monatsheft für Apparate-Fabrikanten 51 [1937].  
 Rint, C., „HANDBUCH FÜR HOCHFREQUENZ- UND ELEKTROTECHNIKER“, Berlin [1949].  
 Rothe, H., Kleen, W., „Elektronenröhren als Anfangsstufen-Verstärker“, Leipzig [1944].  
 Schaefer, J. A., „Einfache Prüfmethode für die Schreibeigenschaften von Elektro-Encephalographen“, Arch. f. Psychiatrie und Nervenkrankheiten 1/2 [1949], S. 183.  
 Schiffel, R. und Köhler, A., Funktechnische Arbeitsblätter, München [1949].



Unverzerrt		Parallel-C mit $\tau_2$
6)	$y = h_2 + h \cdot e^{-\frac{t}{T_1}}$ $y_0 = h_2 + h \quad h = y_0 - h_2$	$u = h_2 + \vartheta h \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} + (u_0 - y_0 - \vartheta_1 h) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}}$ $\vartheta_1 = \frac{1}{T_1/\tau_2 - 1}$
	<p>Entladung <math>h &gt; 0</math></p> 	<p>wie oben</p> $h_2 = 0 \quad u = \vartheta h \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} + (u_0 - \vartheta h) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}}$ <p>dazu o)      siehe W Nr. 2)      o) <math>v_0 = h</math> (Seite 35)</p>
	<p>Ladung <math>h &lt; 0</math></p>  $y = h_2 + h \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}}$ $h_2 = y_0 +  h $	$u = h_2 - \vartheta_1  h  \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} + (u_0 - h_2 + \vartheta_1  h ) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}}$ $\vartheta_1 = \frac{1}{1 - \frac{\tau_2}{\tau_1}} \quad \text{Rechteck mit } \tau_1, \tau_2$ <p>Bei <math>y_0 = 0</math> wird <math>h = -h_2</math></p> $u = h_2 \left( 1 - \vartheta_1 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) + \left( u_0 + \vartheta_1 \frac{\tau_2}{\tau_1} h_2 \right) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}}$ <p>Dazu o)      <math display="block">u = h_2 \left[ 1 - \vartheta_1 \left( e^{-\frac{t}{\tau_1}} - \frac{\tau_2}{\tau_1} \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}} \right) \right]</math></p> <p>Dazu <math>\tau_1 = \tau_2 = \tau \quad u = h_2 \left[ 1 - e^{-\frac{t}{\tau}} \left( 1 + \frac{t}{\tau} \right) \right]</math></p>
		<p>o) <math>u_0 = 0</math>      <math display="block">\vartheta = \frac{1}{1 - \frac{\tau_2}{T_1}}</math></p>

# einfache Kurven:

ert durch:

Serien-C mit $T_2$	Glieder mit $T_2$ und $\tau_2$
$h \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} + (v_0 - \vartheta_2 h) \cdot e^{-\frac{t}{T_2}}$ $\frac{1}{-T_1/T_2}$	$w = K_2 \cdot e^{-\frac{t}{T_1}} + L_2 \cdot e^{-\frac{t}{T_2}} + [w_0 - (K_2 - L_2)] \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}}$ $K_2 = \vartheta \vartheta_2 h \quad L_2 = \vartheta_4 (v_0 - \vartheta_2 h) \quad \vartheta_2 \text{ siehe V}_1 \quad \vartheta_4 = \frac{1}{1 - \tau_2/T_2}$
<p>ben, entspricht Rechteck mit <math>T_1, T_2</math>:</p> $h \quad v - h \vartheta_2 \left( e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_1}{T_2} \cdot e^{-\frac{t}{T_2}} \right)$ $= T_2 = T \quad v - \left( v_0 - h \frac{t}{T} \right) \cdot e^{-\frac{t}{T}}$	<p>wie oben, entspricht Rechteck mit <math>T_1, T_2, \tau_2</math></p> <p>bei <math>v_0 = h \quad w = K_2 \left[ e^{-\frac{t}{T_1}} - \frac{T_1}{T_2} \cdot e^{-\frac{t}{T_2}} \right] + (w_0 + \vartheta h) \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}}</math></p> $K_2 = \vartheta \vartheta_2 h$
$v = (v_0 + \vartheta_3  h ) \cdot e^{-\frac{t}{T_2}} - \vartheta_3  h  \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}}$ $\vartheta_3 = \frac{1}{1 - \frac{\tau_1}{T_2}}$ <p>o) wie bei W 2) o)</p> $= \vartheta_3  h  \left( e^{-\frac{t}{T_2}} - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right)$	$w = L_2 \cdot e^{-\frac{t}{T_2}} + K_2 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_1}} + [w_0 - (K_2 + L_2)] \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}}$ $L_2 = \vartheta_4 (v_0 + \vartheta_3  h ) \quad K_2 = -\vartheta_2 \vartheta_4  h $ $\vartheta_3 = \frac{1}{1 + \frac{\tau_1}{T_2}} \quad \vartheta_4 = \frac{1}{1 - \frac{\tau_2}{T_2}}$ <p>o) <math>w = L_2 \left( e^{-\frac{t}{T_2}} - e^{-\frac{t}{\tau_1}} \right) + w_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau_2}}</math></p> $L_2 = \vartheta_2 \cdot \vartheta_4  h $
<p>o) <math>v_0 = 0</math></p>	<p>o) <math>w_0 = 0</math></p>

Um die Rechnung möglichst einfach zu gestalten, genügt es häufig, nur die Glieder bis zur 3. Potenz zu berücksichtigen, wenn das Kurvenstück nicht zu lang ist und höchstens einen Wendepunkt enthält.

In Abb. 4 sei  $y = f(t)$  z. B. grafisch gegeben. Dann gilt für die Ersatzkurve

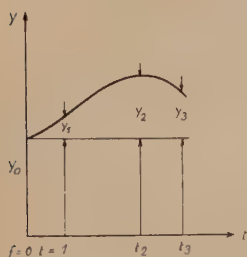


Abb. 4. Bestimmung der Koeffizienten  $A_0$ ,  $B_0$  und  $C_0$

$$z = Y_0 + A_0 t + B_0 t^2 + C_0 t^3 \quad (\text{bei } t_1 = 1) \quad (6)$$

$$C_0 = \frac{\frac{y_3 - y_1}{t_3 - 1} - \frac{y_2 - y_1}{t_2 - 1}}{t_3 - t_2} \quad (6)$$

$$B_0 = \frac{\frac{y_2 - y_1}{t_2 - 1} - C_0(t_2 + 1)}{t_2 - 1} \quad (7)$$

$$A_0 = y_1 - B_0 - C_0 \quad (8)$$

Meist wird es sich einrichten lassen, die Kurve in gleichmäßige zeitliche Abstände zu zerlegen; dann wird mit  $t_2 = 2$  und  $t_3 = 3$

$$C_0 = \frac{y_1 - y_2}{2} + \frac{y_3}{6} \quad (9)$$

$$B_0 = \frac{y_2}{2} - y_1 - 3C_0 = \frac{-5y_1 + 4y_2 - y_3}{2} \quad (10)$$

$$A_0 = y_1 - B_0 - C_0 = 3y_1 - 1,5y_2 - \frac{y_3}{3} \quad (11)$$

Man kann  $t$  in beliebiger Einheit einsetzen, muß nur bei den Zeitkonstanten mit derselben Einheit rechnen (Unterteilung in vier Teile siehe Anhang).

Wenn die Punkte ziemlich dicht liegen, empfiehlt es sich, die Kurve in sechs Teile zu zerlegen, jeden zweiten Punkt zur Bestimmung der Werte  $A_0$ ,  $B_0$  und  $C_0$ , und die übrigen zur Kontrolle zu benutzen. Ein Beispiel zeigt die Anwendung Im „Normal“-EKG nach Gabler (Gesamtunterteilung 212 Teile) sind die Werte nach dem Nulldurchgang hinter der S-Zacke (Abb. 7,3):

Nr.	60	61	62	63	64	65	66
Zeit							
t	0	0,5	1	1,5	2	2,5	3
y	0	4,3	7	8,3	8,9	9,5	10
z	0	4,42	7	8,32	8,9	9,28	10
Fehler	0	0,12	0	0,02	0	-0,22*)	0

(Nr. 0—212 =  $1/1,3$  s;  $t = 1$  für  $\frac{1000 \cdot 2}{212 \cdot 1,3} = 7,257$  ms.) Daraus folgt  $A_0 = 10,983$   
 $B_0 = -4,7$ ;  $C_0 = 0,717$ . Damit ist  $z$  errechnet. \*) = max. Fehler.

Um den Fehler zu verringern, kann man einen Ausgleich versuchen, indem man hier für  $t = 2$  den Wert  $y$  etwa um den halben negativen Fehler vergrößert und  $y = 9$  setzt; dann wird  $A_0 = 10,833$ ;  $B_0 = -4,5$ ;  $C_0 = 0,667$ ; und damit

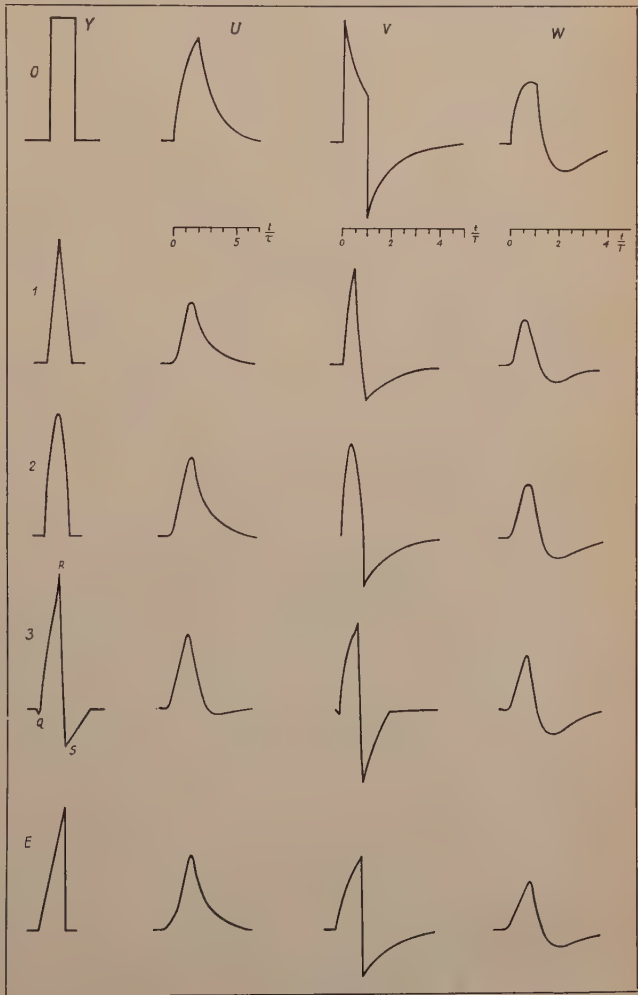
$z_1$	0	4,375	7	8,375	9	9,375	10
Fehler	0	0,075	0	0,075	0,1	<u>-0,125</u>	0

(maximal  $-0,125$ ).

Da die Werte sowieso nur auf 0,1 genau sind, ist die Annäherung durch die Potenzreihe vollkommen ausreichend, zumal der Fehler weniger als 1‰ der größten Höhe beträgt (das sind 182), die die R-Zacke aufweist; wenn die

Abb. 5. Einzelimpulse verzerrt durch RC-Glieder

- U mit Parallelkondensator  $C_r$  und Zeitkonstante  $\tau$
- V mit Serienkondensator  $C_T$  und Zeitkonstante  $T$
- W mit  $T$  und  $\tau$



In Abb. 5 ist die Verzerrung von Einzelimpulsen entsprechend Tabelle 2 gezeigt, sie haben die Form (nach den höchsten Potenzen benannt)

- 0 = eines Rechtecks,
- 1 = eines symmetrischen Dreiecks,
- 2 = einer Parabel,
- 3 = der R-Zacke des „Normal“-EKG nach Gabler,
- E = eines Sägezahns, bestehend aus geradlinigem Anstieg und Abfall nach dem Teil einer e-Funktion.



Genauigkeit in anderen Fällen nicht genügt, so muß man die Strecke in zwei Teile zerlegen: 60 ... 63 und 63 ... 66 mit je  $t = 0 \dots 3$ .

Die Kurve läßt sich also annähern durch

$$z = 10,833 t - 4,500 t^2 + 0,667 t^3 \quad (12)?$$

Die Verzerrung von Einzelimpulsen erfolgt in Abb. 5 durch

- U) 1 RC-Glied mit Parallelkondensator  $C_p$  mit Zeitkonstante  $\tau$
- V) 1 RC-Glied mit Serienkondensator  $C_T$  mit Zeitkonstante  $T$
- W) 2 RC-Glieder hintereinander, 1 wie U), 1 wie V) mit Zeitkonstante  $\tau$  und  $T$ .

Wenn es sich um kontinuierlich wiederkehrende Impulse handelt, kann man zunächst die Kurve eines Einzelimpulses berechnen. An der Stelle, an der sich der Vorgang wiederholt, sei die Amplitude um  $u_p$  bzw.  $v_p$  größer als zur Zeit  $t = 0$  (vgl. Abb. 6). Dann kann man der Kurve des Einzelimpulses eine e-Funktion

überlagern  $y = u_0 \cdot e^{-\frac{t}{\tau}}$ , die mit der Unbekannten  $u_0$  beginnt und mit  $u_0 \cdot e^{-\frac{p}{\tau}}$  endet.

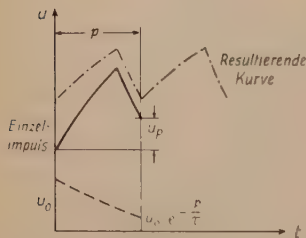


Abb. 6. Bestimmung des Anfangswertes  $u_0$  eines periodisch wiederkehrenden Impulses

Es gilt daher für ein Glied mit Parallelkondensator

$$u_0 = u_p + u_0 \cdot e^{-\frac{p}{\tau}}$$

$$u_0 = \frac{u_p}{1 - e^{-\frac{p}{\tau}}} \quad (13)$$

bzw. bei einem Glied mit Serienkondensator mit der Zeitkonstante  $T$

$$v_0 = \frac{v_p}{1 - e^{-\frac{p}{T}}} \quad (14)$$

Bei gleichzeitiger Verzerrung durch  $T$  und  $\tau$  kann man zuerst die Verfälschungen durch  $T$  und dann durch  $\tau$  betrachten; man kommt so bei kontinuierlich wiederkehrenden Impulsen zu den Gleichungen nach Tabelle 3. Hiernach sind die Verzerrungen für dieselben Kurven wie in Abb. 5 (für Einzelimpulse) in Abb. 7 für kontinuierlich wiederkehrende Impulse dargestellt, jedoch unter 3 nicht nur die R-Zacke, sondern das gesamte „Normal“-EKG; ihm liegen die Angaben von Gabler zugrunde, nur die sehr kleine U-Zacke ist fortgelassen. Um die Verzerrungen möglichst deutlich zu zeigen, sind ungünstigere Verhältnisse von Impulsbreite zu Zeitkonstante angenommen, als man sie normalerweise anwenden wird.

Um für das gesamte EKG einen günstigen Maßstab zu erreichen, wurden die Ordinaten mit 0,2 multipliziert; dann wird Gl. (12)

$$y = 2,167 t - 0,9 t^2 + 0,133 t^3 \quad (12a)$$

Beträgt bei einem RC-Glied mit Parallelkondensator die Zeitkonstante  $\tau = 12,1$  ms (entsprechend einer oberen Grenzfrequenz  $f_0 = 159,2 / 12,1 = 13,2$  Hz), so ist hier mit  $\tau = 12,1$  ms / 7,257 ms = 5/3 zu rechnen (vgl. S. 42). Aus den vorhergehenden Teilen des EKG ergibt sich für die Zeit  $t = 0$   $u_0 = -1,25$ . Damit wird

Tabelle 3. Kontinuierlich wiederkehrende Impulse, verzerrt durch I und  $\tau$ :

n = 0) Rechteck	$R_1 \cdot \left( e^{\left( \frac{1}{\tau} - \frac{1}{T} \right)} - 1 \right) + R_2 \cdot \left( e^{\left( \frac{1}{\tau} - \frac{1}{T} \right)} + \frac{b}{T} - e^{\frac{b}{T}} \right)$		
Durch T verzerrt			
	$R_1 = \vartheta v_{OI}$	$v_{OI}$ nach Gleichung (14) im Text	$R_2 = \vartheta \cdot v_{OI}$
$v_{OI}$ negativ, $R_2$ auch für $\frac{\tau}{T} < 1$	$\vartheta = - \frac{1}{1 - \frac{\tau}{T}}$		
n = 1) Dreieck	$v_{OI} = \frac{R_1 \cdot e^{\left( \frac{1}{\tau} - \frac{1}{T} \right)} - (R_1 + Y_1) + R_2 \cdot e^{\left( \frac{b}{\tau} - \frac{b_2}{T} \right)} + (Y_1 - R_2 - Y_2) \cdot e^{\frac{b_1}{\tau}} + (Y_2 - R_3) \cdot e^{\left( \frac{b}{\tau} - \frac{p-b}{T} \right)}}{\frac{p}{e^{\frac{p}{\tau}}} - 1}$		
Zeichnung s. Tab. 2			
$b_1 = b_2 = \frac{b}{2}$ (symmetrisch) $Y_2 = -Y_1$	$R_1 = \vartheta v_{OI}$	$R_2 = \vartheta v_{OI}$	$Y_1 = T \frac{b}{b_1}$ $Y_2 = -T \frac{b}{b_2}$
n = 2) Parabelimpuls	$v_{OI} = \frac{b \left( \frac{1}{\tau} - \frac{1}{T} \right) - (R_1 + Y_1) + R_2 \cdot e^{\left( \frac{p}{\tau} - \frac{1}{T} \right)} + \frac{b}{T} + (Y_1 + b' - R_2) \cdot e^{\frac{b}{\tau}}}{\frac{p}{e^{\frac{p}{\tau}}} - 1}$		
Zeichnung s. Tab. 2			
	$R_1 = \vartheta (v_{OI} - A_1 T)$	$R_2 = \vartheta v_{OI}$	$Y_1 = T A_2$ $B' = 2 T R_0 b$ $A_2 = A_2 - \tau B_1$

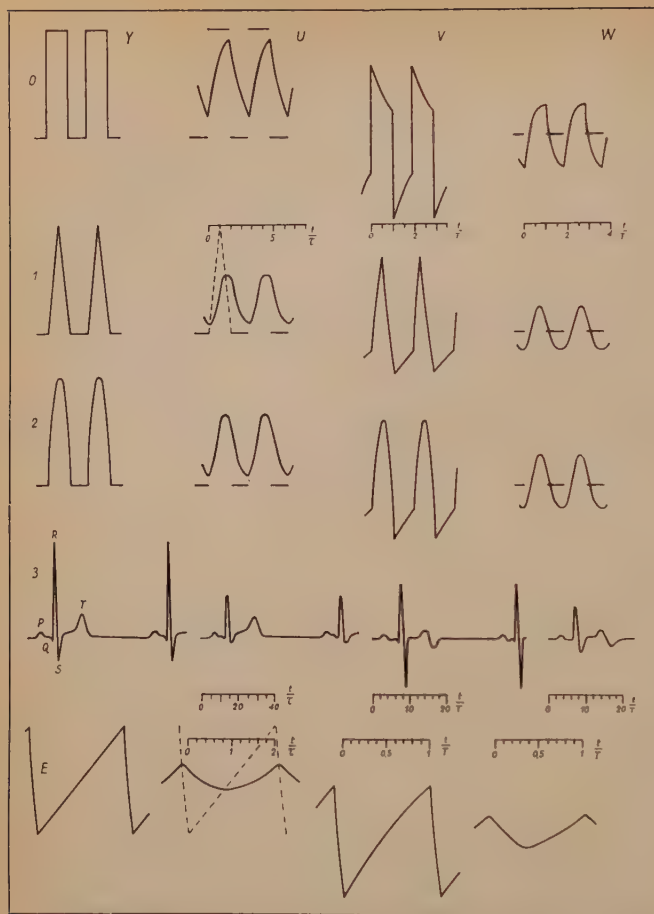


Abb. 7. Periodische Impulse verzerrt durch RC-Glieder

U mit Parallelkondensator  $C_T$  und Zeitkonstante  $\tau$

V mit Serienkondensator  $C_T$  und Zeitkonstante  $\tau$

W mit T und  $\tau$

nach Tabelle 2

$$u = -12,315 + 7,389 t - 1,567 t^2 + 0,133 t^3 + 11,065 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (15)$$

entsprechend bei einem Serien-RC-Glied mit  $T = 24,2 \text{ ms} / 7,257 \text{ ms} = 10/3$  (untere Grenzfrequenz  $f_u = 6,6 \text{ Hz}$ ) mit  $v_0 = -1,157$  zur Zeit  $t = 0$

$$v = 10/3 (17,056 - 4,467 t + 0,4 t^2) - (56,853 + 1,157) e^{-\frac{t}{T}} \quad (16)$$

$$= 56,853 - 14,889 t + 1,333 t^2 - 58,01 e^{-\frac{t}{T}}$$

und bei Hintereinanderschaltung eines Gliedes mit T und eines mit  $\tau$ , wenn für  $t = 0$   $w_0 = -4,877$  wird

$$w = 89,075 - 19,333 t + 1,333 t^2 - 116,020 e^{-\frac{t}{T}} + 22,068 e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (17)$$

(Wird fortgesetzt)

# PATENT-ANMELDUNGEN und -ERTEILUNGEN

Die Zahlen und Buchstaben bedeuten in der

ersten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): *Klasse, Unterklasse, Gruppe, Untergruppe, Aktenzeichen*;  
(bei Patent-Erteilungen): *Klasse, Unterklasse, Gruppe, Untergruppe, Patentrollennummer, Aktenzeichen*

zweiten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): links — *Anmeldetag*, rechts — *Bekanntmachungstag*;  
(bei Patent-Erteilungen): *Beginn der Dauer des Patents*

dritten Zeile (bei Patent-Anmeldungen und -Erteilungen mit ausländischer Priorität: *Tag der Voranmeldung*

vierten Zeile (bei Patent-Anmeldungen): Zahl in ( ) = *Anzahl der Text- und Zeichnungsseiten*.

Die bei den Patent-Anmeldungen angeführten Namen sind die der Anmelder, nicht die der Erfinder, sofern nicht beide identisch sind; bei Patent-Erteilungen sind die Patentinhaber genannt.

## Patent-Anmeldungen

21a<sup>1</sup>, 7/08. S 31 542

17. 12. 52 19. 11. 53

S & H; „Verf. u. Einrichtg. z. selekt. Empfang v. n. d. Frequenzstufenverf. einander überlagerten Signalen, insb. f. d. Telegraphie üb. Kurzwellenverbindg.“ (9)

21a<sup>2</sup>, 18/02. T 6038

10. 4. 52 19. 11. 53

Telefunken-Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Symmetr. Gleichspannungsverstärker“ (14)

21a<sup>4</sup>, 29/01. Sch 12 034

8. 3. 53 19. 11. 53

E. Schenk, Nemsdorf Post Nürnberg; „Rundfunkempfangsreflexschaltg. z. Verstärkg. v. HF- und NF-Signalen“ (5)

21a<sup>4</sup>, 69. P 3818

19. 4. 40 19. 11. 53

Porzellanfabrik Kahla; „Elektr. Schwingungskreis, dessen Frequenz v. d. Temperatur nahezu od. völlig unabhäng. ist“ (32)

21a<sup>4</sup>, 74. p 30 093 D

1. 12. 48 19. 11. 53

USA; 31. 12. 42, 28. 12. 43 u. 3. 45)  
Western Electric Comp. Inc.; „Kopplungsanordng. f. Wellenübertragungssysteme“ (49)

21a<sup>4</sup>, 74. F 7593

17. 12. 43 19. 11. 53

Funkstrahl-Ges. f. Nachrichtentechnik mbH; „Anordng. z. Drehg. d. Phase v. ultrakurzen elektromagnet. Wellen“ (10)

21a<sup>4</sup>, 74. F 7594

24. 12. 43 19. 11. 53

Funkstrahl-Ges. f. Nachrichtentechnik mbH; „Anordng. z. einstellb. Anpassg. (Abstimmung) eines frequenzabhäng. Abschlußwiderstandes einer Ultrahochfrequenzenergieleitg. an d. Wellenwiderstand derseiben“ (10)

21a<sup>1</sup>, 10/03. S 31 589

20. 12. 52 26. 11. 53

S & H; „Multiplex-Pulsmodulations-Verf. f. Telegrafie“ (28)

21a<sup>1</sup>, 33/51. S 23 807

4. 7. 51 26. 11. 53

S & H; „Automat. Regelschaltg. f. Hoch- od. Zwischenfrequenzverstärker m. Regelröhren u. wenigstens einer Pentode“ (7)

21a<sup>1</sup>, 36. I 4724

11. 10. 51 26. 11. 53

International Standard Electric Corp.; „Generator z. Impulsmodulat. u. -demodulation“ (13)

21a<sup>1</sup>, 36. St 2559

30. 9. 50 26. 11. 53

(Großbrit.: 22. 10. 48)

International Standard Electric Corp.; „Einrichtg. z. störungsfreien Übertragg. elektr. Wellen mittels Codeimpulsgruppen“ (51)

21a<sup>2</sup>, 16/03. T 6166

10. 5. 52 26. 11. 53

Telefunken-Ges. f. drahtl. Telegraphie mbH; „Verf. z. stereophon. Übermittlg. akust. Darbietg.“ (8)

21a<sup>2</sup>, 27/01. S 28 210

19. 4. 52 26. 11. 53

(Österr.: 12. 3. 49)

S & H; „Kreuzschienen-Verteiler f. Anlagen d. NF-Technik“ (6)

21a<sup>4</sup>, 13. L 11 561

13. 2. 52 26. 11. 53

Licentia Patent-Verwaltungs-GmbH; „Kristalloszillator m. Transistor“ (4)

21a<sup>4</sup>, 14/01. S 31 758

9. 1. 53 26. 11. 53

S & H; „Verf. z. Umschaltg. v. Positiv- auf Negativ-Amplitudenmodulat. u. umgekehrt“ (7)

21a<sup>4</sup>, 15. L 12 583

13. 6. 52 26. 11. 53

C. Lorenz AG.; „Schaltg. z. Gittergleichstrom-Modulat.“ (5)

21a<sup>4</sup>, 24/01. H 14 333

3. 11. 52 26. 11. 53

Hagenuk Hanseatische Apparatebau-Ges. Neufeldt & Kuhnke GmbH; „Verf. z. Erzeugg. einer niedrigliggend. ZF in UKW-Empfangsgeräten und Sendeempfangsschaltg. unter Anwendg. d. Verf.“ (6)



21a<sup>4</sup>, 24/01. T 6550

7. 8. 52 26. 11. 53

Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Überlagerungs-  
empfang. m. Wellenbereichs-  
umschaltg. u. m. zweifacher  
Überlagerg. in zwei aufein-  
anderfolgend. Mischstufen“  
(11)

21a<sup>4</sup>, 29/04. N 3934

18. 5. 51 26. 11. 53

(Osterr.: 1. 12. 48)

Ing. K. Nowak, Wien; „Einrich-  
tg. z. Erhöhg. d. Trennschärfe  
b. d. Verstärkung elektr.  
Schwingg.“ (5)

21a<sup>4</sup>, 70. T 6237

23. 5. 52 26. 11. 53

Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Einrichtg. z.  
hochfrequenten Bandbreite u.  
Klangregelg.“ (5)

51f, 3/05. B 17 404

31. 10. 51 26. 11. 53

K. Bäßler; „Durch Tastatur be-  
tätigt. saitenloses Musik-  
instrument m. elektr. Ton-  
erzeugg.“ (10)

21g, 11/02. T 7286

19. 1. 53 3. 12. 53

Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Verf. z. Her-  
stellg. v. Einkristallen durch  
Ziehen aus einer Schmelze“  
(12)

21g, 13/17. S 27 051

4. 2. 52 3. 12. 53

S & H; „Wanderfeldröhre m.  
einer v. einer Elektronen-  
strömg. durchsetzen, in Strö-  
mungsrichtg. hint. einer Be-  
schleunigungselektrode be-  
findl. wendelförm. Verzöge-  
rungsleitg.“ (7)

21g, 13/17. T 5393

4. 12. 51 3. 12. 53

Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Lauffeldröhre,  
bestehend aus einer Elek-  
tronenkanone u. einer durch  
mehrere stabförm. od. einen  
röhrförm. Träger gehalten.  
Verzögerungsleitg.“ (7)

21a<sup>1</sup>, 9/02. H 13 154

8. 7. 52 10. 12. 53

Dr.-Ing. R. Hell, Kiel-Neumüh-  
len-Dietrichsdorf; „Stimm-  
gabelgenerator“ (9)

21a<sup>2</sup>, 17/03. E 4212

10. 8. 51 10. 12. 53

Electroacoustic GmbH; „Schwer-  
hörigengerät m. Lautstärke-  
regelg.“ (6)

21a<sup>2</sup>, 18/08. W 8825

16. 6. 52 10. 12. 53

(USA: 2. 8. 51)

Western Electric Comp.

„Zweirichtungsverstärker“ (38)

21a<sup>2</sup>, 34/03. S 29 645

4. 8. 52 10. 12. 53

S. Siedle & Söhne GmbH; „Ein-  
richtg. f. ein koaxial mit  
einem Lautsprecher angeord-  
netes Mikrofon“ (2)

## Patent-Erteilungen

21a<sup>1</sup>, 36. 900 704. N 2367

9. 3. 43

(Niederl.: 10. 3. 42)

NV Philips' Gloeilampenfabrie-  
ken; „Multivibratorschaltg. m.  
2 Verstärkerröhren“

21a<sup>1</sup>, 36. 900 705. T 920

20. 12. 44

Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Anordng. z.  
Nachrichtenübertragg. m. Im-  
pulsen“

21a<sup>1</sup>, 36. 900 706. T 2566

1. 12. 44

Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Schaltungs-  
anordng. z. Nachrichtenüber-  
tragg. m. Impulsen“

21a<sup>1</sup>, 36. 900 707. T 2683

16. 2. 44

Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Schaltungs-  
anordng. z. Erzeugg. v. Im-  
pulsen m. konstant. Verhält-  
nis d. Impulsdauer z. Impuls-  
pause b. versch. Impulsfre-  
quenzen“

21a<sup>1</sup>, 36. 900 949. N 4581

21. 10. 51

(Niederl.: 26. 10. 50)

NV Philips' Gloeilampenfabrie-  
ken; „Einrichtg. z. Umwandl-  
g. v. P-Zyklus-Impulskodemo-  
dulat. in Impuls-Impulsgemodulat.“

21a<sup>1</sup>, 36. 900 950. N 4599

24. 10. 51

(Niederl.: 26. 10. 50)

NV Philips' Gloeilampenfabri-  
ken; „Impulsgenerator  
einem impulsbildend. Net-  
werk“

21a<sup>1</sup>, 36. 900 951. N 4917

1. 1. 52

(Niederl.: 4. 1. 51)

NV Philips' Gloeilampenfabri-  
ken; „Sender m. einer  
einem synchronis. Impulsge-  
rator erregten Magnet-  
röhre“

21a<sup>2</sup>, 18/01. 900 952. A 3344

31. 8. 50

Atlas-Werke AG; „Schaltg.  
Verstärkg. u. Messg. d. Diffi-  
renz veränderl. insb. biolo-  
g. Spanng.“

21a<sup>2</sup>, 18/02. 901 065. S 11 266

19. 1. 43

S & H; „Anordng. z. verzer-  
ungsfreien Addit. u. Ver-  
stärkg. v. Gleichströmen“

21a<sup>2</sup>, 18/08. 900 831. Sch 740

9. 5. 44

W. Schmid, Alsbach (a. d. Ber-  
straße); „Elektrodynam. Span-  
nungs- u. Leistungsverstä-  
ker“

21a<sup>2</sup>, 36/02. 900 953. L 4735

15. 11. 40

C. Lorenz AG; „Spanng. ab-  
wägende Kippeschaltg.“

21a<sup>4</sup>, 22/05. 900 832. S 15 24

7. 3. 45

S & H; „Funkempfängeranordng.  
f. impulsförm. Signale“

21a<sup>4</sup>, 29/01. 900 954. T 4525

4. 7. 51

Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Überlagerungs-  
empfang., b. d. eine ZF-Ver-  
stärkerröhre in Reflexschaltg.  
z. HF-Verstärkg., insb. f.  
Empfang kurzer Wellen, ver-  
wendet wird“

21a<sup>1</sup>, 12. 901 546. T 4935

23. 9. 51

(USA: 14. 10. 50)

Teletype Corp.; „Verf. u. Vor-  
richtg. z. Abtasten v. Loca-  
lisationstreifen f. Telegraphiesende

- 21a<sup>1</sup>, 36. 901 296. N 3666  
25. 3. 51  
(Niederl.: 29. 3. 50)  
NV Philips' Gloeilampenfabrie-  
ken; „Impulskodemodulator“
- 21a<sup>1</sup>, 36. 901 795. p 26 150 D  
23. 12. 48  
(Niederl.: 22. 4. 47)  
NV Philips' Gloeilampenfabrie-  
ken; „Schaltg. z. Erzeugg. imp-  
ulsförm. Ströme od. Spanng.“
- 21a<sup>1</sup>, 36. 901 796. L 5474  
13. 3. 45  
C. Lorenz AG; „Einrichtg. z.  
Auslösg. eines Stromflusses  
m. steiler Anstiegscharakte-  
ristik in einem regelb. Zeit-  
abstand nach jeweils einem  
v. aufeinanderfolgend. mar-  
kant. elektr. Vorgängen“
- 21a<sup>4</sup>, 22/05. 901 664. H 6220  
15. 6. 38  
(USA: 18. 6. 37)  
Hazeltine Corp.; „Empfangs-  
schaltg. m. einer Hilfseinrich-  
tung z. Schwächg. elektr. Emp-  
fangsstörg.“
- 51f, 2/01. 901 492. S 22 376  
17. 3. 51  
R. Seybold, Straßburg-Meinau  
(Frankr.); „Schaltungsanordng.  
z. Regeln d. Einschwingvor-  
gänge b. einem Schwingungs-  
erzeuger f. elektr. Musik-  
instrumente“
- 21a<sup>2</sup>, 18/05. 902 016  
16. 4. 39  
(USA: 15. 4. 38)  
Western Electric Comp. Inc.;  
„Verstärker m. negat. Rück-  
kopplg.“
- 21a<sup>2</sup>, 36/14. 901 901. C 5015  
27. 11. 53  
(Frankr.: 30. 11. 50)  
Comp. Industrielle des Télé-  
phones, Paris; „Anordng. z.  
Ausgleich d. durch Tempera-  
turschwankung. verursacht.  
Dämpfungsänderg. eines ko-  
axialen Kabels“
- 21a<sup>4</sup>, 24/01. 902 393. S 14 819  
22. 8. 44  
S & H; „Mischröhrenanordng. f.  
Zentimeterwellen“
- 21a<sup>4</sup>, 29/01. 901 904. P 6933  
15. 1. 52  
(Schweiz: 22. 12. 51)  
„Patelhold“ Patentverwertungs-  
& Elektro-Holding AG; „UKW-  
Empfänger f. rauscharmen  
Empfang zeitmodul. Impulse“
- 21a<sup>4</sup>, 48/11. 901 905. L 10 666  
13. 11. 51  
C. Lorenz AG; „Schaltungsan-  
ordng. z. Aussendg. zweier  
modul. Frequenzen“
- 21a<sup>4</sup>, 49. 901 906. p 28 889 D  
31. 12. 48  
(USA: 11. 6. 46)  
Western Electric Comp. Inc.;  
„Nachrichten-Übertragungs-  
system üb. Zwischenstationen  
mittels Kodeimpulsgruppen“
- 21a<sup>4</sup>, 70. 902 265. V 4020  
20. 11. 51  
Dr. O. Vierling, Ebermann-  
stadt; „Abstimmunordng. u.  
Aufbau v. Kleinempfang.“
- 21a<sup>4</sup>, 71. 902 027. T 2363  
18. 5. 40  
Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Anordng. z.  
Überwachg. v. HF-Energieleitg.“
- 21a<sup>4</sup>, 71. 902 395. L 4437  
31. 7. 38  
C. Lorenz AG; „Meßverf. z.  
Bestimmg. d. Oberwellen-  
spanng. v. Sendern“
- 21a<sup>4</sup>, 74. 902 028. T 5249  
10. 6. 43  
Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Breitband-  
ultrahochfrequenzleitg.“
- 21a<sup>4</sup>, 74. 902 397. L 4206  
12. 2. 38  
C. Lorenz AG; „Anordng. z.  
Symmetrierg. v. Schaltg.,  
insb. in HF-Sendern“
- 21d<sup>3</sup>, 3/02. 902 044. T 5247  
9. 4. 43  
Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Einrichtg. z.  
Erzeugg. v. elektr. Impulsen  
hoher Leistg.“
- 21a<sup>1</sup>, 7/03. 902 503. T 5755  
15. 2. 52  
Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Einrichtg. z.  
Konstanthaltg. d. Trenn- u.  
Zeichenfrequenz“
- 21a<sup>1</sup>, 36. 902 504. N 2960  
13. 3. 49  
(USA: 25. 2. 43)  
The National Cash Register  
Comp.; „Elektron. Signal-  
erzeuger z. Übertrag. v. Sym-  
bolen“
- 21a<sup>2</sup>, 18/04. 902 505. T 2430  
2. 12. 41  
Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Anordng. z.  
Verstärkg., insb. sehr kurzer  
elektr. Wellen“
- 21a<sup>2</sup>, 39/20. 902 634. J 3949  
25. 3. 51  
(USA: 27. 3. 50)  
International Standard Electric  
Corp.; „Anlage z. Übertragg.  
v. Hochspannungs- u. Mikro-  
wellen-Energie üb. dieselb.  
Leitg.“
- 21a<sup>4</sup>, 9/01. 902 507. S 14 827  
1. 6. 43  
S & H; „Laufzeitröhrenanordng.  
f. ultrakurze Wellen“
- 21a<sup>4</sup>, 9/02. 902 508. T 2688  
1. 9. 44  
Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „UKW-Röhren-  
anordng.“
- 21a<sup>4</sup>, 24/01. 902 509. C 5251  
12. 1. 52  
(Frankr.: 12. 1. 51)  
Comp. Générale de Télégraphie  
sans Fil; „Kristall-Mischan-  
ordng. z. Breitbandübertragg.“
- 21a<sup>4</sup>, 46/02. 902 510. B 4775  
23. 9. 41  
J. Pintsch KG; „Anordng. z.  
Erzeugen bzw. Senden od./u.  
Empfangen v. ultrahochfre-  
quenten elektr. Schwingg.,  
insb. d. Dezimeter- od. Zenti-  
meterwellenlängengebietes,  
vorzugsw. m. Flächenstrahler“
- 21a<sup>4</sup>, 74. 902 513. T 5388  
5. 12. 51  
Telefunken-Ges. f. drahtl. Tele-  
graphie mbH; „Ankopplg.  
einer Scheibenröhre an eine  
Hohlrohrleitg.“
- 51f, 2/03. 902 930. T 5192  
13. 11. 51  
Dr.-Ing. F. Trautwein, Düssel-  
dorf-Oberkassel; „Vorrichtg.  
z. Frequenzuntersetzg. v. elektr.  
Schwingg.“

# Analyse und Synthese der Sprachlaute

Die Erforschung der Sprachlaute und ihrer Entstehung hat sich zu einer Wissenschaft entwickelt, die früher vom Fonetiker, heute immer mehr von den Forschern auf dem Gebiet der theoretischen Elektrotechnik behandelt wird — dies um so mehr, als z. B. wichtige Probleme der elektrischen Übertragung und der Informationstheorie damit verknüpft sind.

Nachdem bereits Helmholtz die Teiltonstruktur der Vokale untersucht hatte und es C. Stumpf erstmalig gelungen war, vollständige Spektren von Sprachlauten aufzustellen, die später von K. W. Wagner und E. Meyer mit elektrischen Mitteln bestätigt und erweitert werden konnten, war die Grundlage dafür geschaffen, mit Hilfe elektrotechnischer Vorrichtungen die Sprachlautentstehung in der Schaltung eines Generators (Stimmslippen-schwingung) mit nachgeschaltetem Klangfilter (Artikulationsräume) zu erklären. In den letzten Jahren sind eine Reihe von elektrischen Modellen — insbesondere durch die Bell Telephone Laboratories — geschaffen worden, die eine Bestätigung der gängigen Sprachlauttheorien liefern sollten. Als Ergänzung hierzu hat eine gründliche mathematische Behandlung des elektrischen Modells eingesetzt. Über die Vervollkommen der Theorien soll auf Grund neuerer Arbeiten im folgenden berichtet werden. Die frühere Aufstellung des Formantendiagramms in Form einer „Matrix“ — was gleichbedeutend mit dem Vokaldreieck<sup>1)</sup> ist — konnte durch Versuche mit einem von Fletcher entwickelten synthetischen Vokalgenerator der Bell Telephone<sup>2)</sup> korrigiert und ergänzt werden. Bei dem synthetischen Gerät, das die einzelnen Teiltöne (bis zu hundert) auf einer rotierenden Trommel mit magnetischer Oberfläche aufgezeichnet enthält, kann man die einzelnen Parameter — Grundtonhöhe, Formantfrequenzen, Zahl der Formanten und Amplituden — getrennt voneinander verändern. Durch Abhörtests wurde die klare Erkennbarkeit der synthetischen Vokale bestimmt<sup>3)</sup>. Das Ergebnis findet man in Abb. 1, wo der Wirkungsbereich der einzelnen Vokale in den Koordinaten der beiden Formantfrequenzen 1 und 2 angegeben ist. Die fettgedruckten Laute wurden gehörmäßig einwandfrei identifiziert (Übereinstimmung der Abhörpersonen zu mehr als zwei Dritteln), während die Vokale mit Buchstaben mittlerer Größe mit einfacher Mehrheit

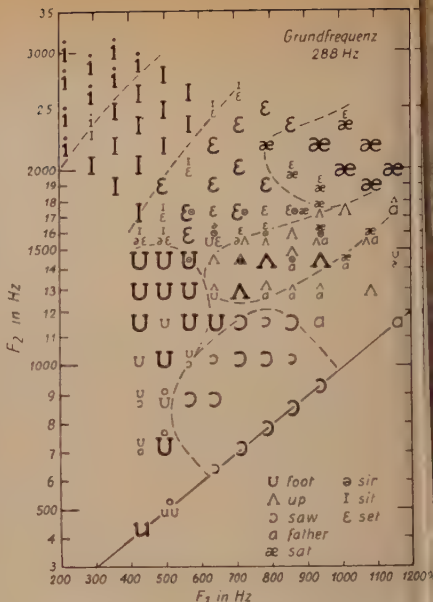


Abb. 1. Ergebnis statistischer Hörtests auf Grund synthetisch erzeugter Vokallaute, dargestellt in den Koordinaten der beiden Formanten  $F_1$  und  $F_2$

erkannt wurden, die klein gedruckten Vokale dagegen nur zweifelhaft erkennbar wurden.

Die rückwärtigen und zentral gebildeten Vokale haben einen Bereich von 400 ... 1000 Hz für Formant 1 und 500 ... 1800 Hz für Formant 2. Die Teiltöne wurden im allgemeinen wie in Abb. 2 eingestellt (z. B. Grundfrequenz 144 Hz, Formant 1 und 2 bei 600 und 1500 Hz). Anschließend wurden die ungeradzahigen Teiltöne — gestrichelt — herausgenommen und damit der Grundton auf der Oktave (288 Hz) geprüft. Das Amplitudenverhältnis für die beiden Formanten ist sehr verschieden. So soll

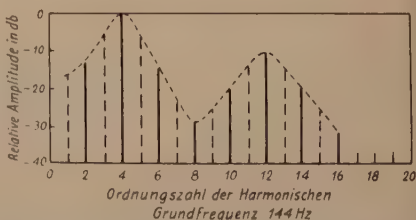


Abb. 2. Beispiel eines synthetisch erzeugten Vokalspektrums mit der Grundfrequenz 144 Hz (--- 288 Hz)

1) R. K. Potter und G. E. Peterson, Journ. Acoust. Soc. 20, 528, [1948].

2) H. Fletcher, Am. Journ. Phys. 14, 215, [1946].

3) R. L. Miller, Journ. Acoust. Soc. 25, 114, [1953, Nr. 1].

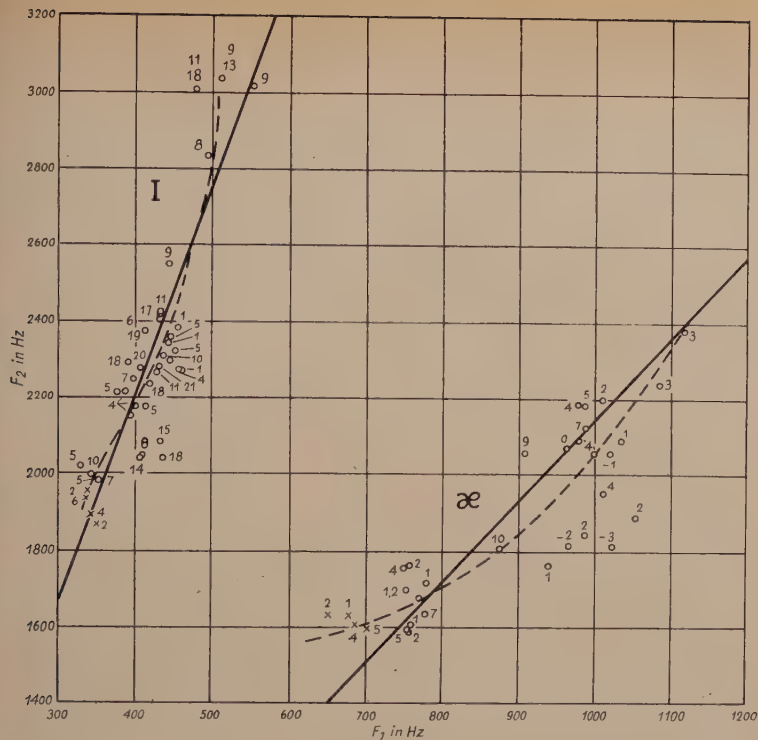


Abb. 3. Formantpositionen für zwei Vokale statistisch durch Hörtests ermittelt.  
Die Zahlen bedeuten die Differenz der Amplituden  $F_1 - F_2$

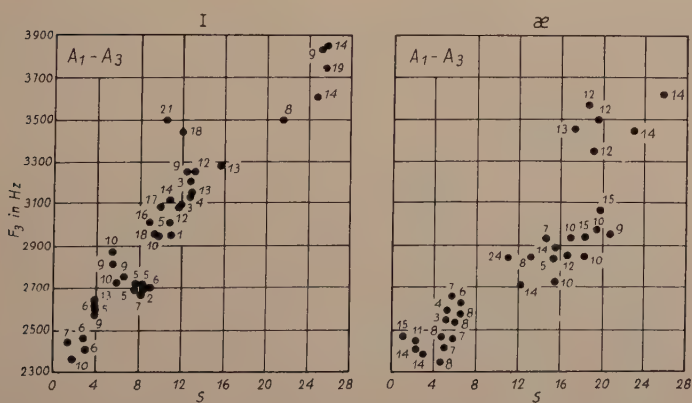


Abb. 4. Der Formant  $F_3$  als Funktion der Streuungen gemäß Abb. 3



für „ə“ die Amplitude von Formant 2 mindestens so groß sein wie von Formant 1, dagegen wird beim „u“ für den Formanten 2 etwa —12 db verlangt. Bei den übrigen Vokalen soll im allgemeinen der zweite Formant stärker gedämpft sein als der erste.

Über die geschilderten Grobstruktur-Untersuchungen hinaus sind Experimente über die Feinstruktur an Vokalen zu erwähnen, die bei der Bell Telephone Lab. durchgeführt wurden<sup>4)</sup>. Insbesondere sollte festgestellt werden, ob die relativ großen Streuungen der Formant-Frequenzen auf irgendwelche Gesetzmäßigkeiten — Abhängigkeit von anderen Parametern — zurückzuführen sind. In Abb. 3 sind die vorkommenden Formantfrequenzen einer Reihe von Vokalproben der Vokale „i“ und „ae“ eingetragen. In dieser Verteilung kommen die tiefen Frequenzen männlichen Personen zu, die mittleren den weiblichen und die hohen den Kindern. Um die Bedeutung der Intensitätsverhältnisse der Formanten zu studieren, sind die Differenzen der Amplituden der Frequenzen  $F_1$ — $F_2$  gebildet und als Zahlen zu den Meßpunkten in Abb. 3 eingetragen. Irgendeine Gesetzmäßigkeit läßt sich daraus nicht herleiten. Auch können die Streuungen nicht von einer Verschiedenheit der Grundtonhöhe  $F_0$  her erklärt werden, wie aus dreidimensionalen Diagrammen für  $F_0$ ,  $F_1$  und  $F_2$  hervorgeht.

Weiterhin wurde der Zusammenhang zwischen den Streuungen und dem 3. Formanten untersucht (Abb. 4), wobei auf der Abszisse die senkrechten Abstände  $s$  der Streupunkte von den Formantgeraden der Abb. 3 angegeben sind. Hier zeigt sich eine gewisse Gesetzmäßigkeit, indem mit zunehmender Streuung die Frequenz des 3. Formanten zunimmt. Die Zahlen der Meßpunkte geben die Differenz  $F_1$ — $F_3$  an. Möglicherweise nimmt auch die Grundfrequenz mit zunehmender Streuung zu, was aber aus dem bisher vorliegenden Material noch nicht genügend erwiesen ist. Insgesamt bleibt ungeklärt, wie Vokale, die von verschiedenen Individuen gesprochen werden, in den Parametern gesetzmäßig variieren.

Die Untersuchung an einzelnen isolierten Vokalen wurde auf das Verhalten derselben im Wort erweitert. In einem Diagramm wurde der Verlauf der Formantfrequenz (Abb. 5) in Abhängigkeit von der Zeit aufgetragen, indem die Werte, jeweils über 0,02 sec integriert, in Abständen von 0,04 sec angegeben wurden. Das obere und untere Diagramm sind für zwei verschiedene Sprecher aufgenommen, jeweils rechts ist in der Formantkarte die Position  $F_1$ :  $F_2$  angegeben. Die Pfeile im linken oberen Diagramm geben die Normalwerte der Formanten an, wie sie aus dem Durchschnitt einer großen Anzahl von Sprechern ermittelt wurden. Die Kurven zeigen, wie lebhaft die Formantbewegung in Abhängigkeit von Konsonanten ist, ohne daß auch hier eine Gesetzmäßigkeit angegeben werden kann.

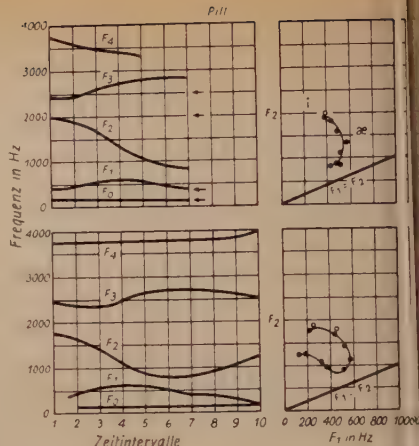


Abb. 5. Formantverlauf für das Wortbeispiel „pill“. Oben und unten zwei verschiedene Sprecher

Das spektrale Verhalten des Stimmklangs wird weiter geklärt durch eine umfangreiche Arbeit des Holländers J. van den Berg<sup>5)</sup>. Er hatte einen Patienten zur Verfügung, bei dem infolge Kehlkopfoperation eine Öffnung am Hals als Luftzuführung zur Luftröhre entstanden ist. In diese Öffnung steckte van den Berg einen eigens konstruierten dynamischen Lautsprecher sehr kleiner Ausführung mit angenähert denselben Impedanzverhältnissen, wie sie beim natürlichen Stimmgenerator vorliegen. Diesen Lautsprecher betonte er mit dem Ausgang eines Schwebungssummers, der wie bei der Suchton-Analyse in einem Frequenzbereich bis 4000 Hz durchgedreht wurde, während gleichzeitig der Ausgang des „Übertragers“ — d. h. das aus Rachen- und Mundraum bestehende „Ansatzrohr“ — durch ein vor den Mund gehaltenes Mikrofon gemessen wurde (Abb. 6). So entstanden für die verschiedenen Vokaleinstellungen des Artikulationsraumes die Übertrager-Kurven, die den Formanten ent-

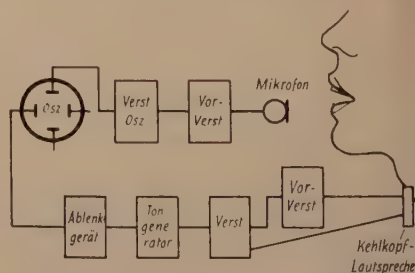


Abb. 6. Blockscha für die Messung des Übertrager-Kurven (nach van den Berg)

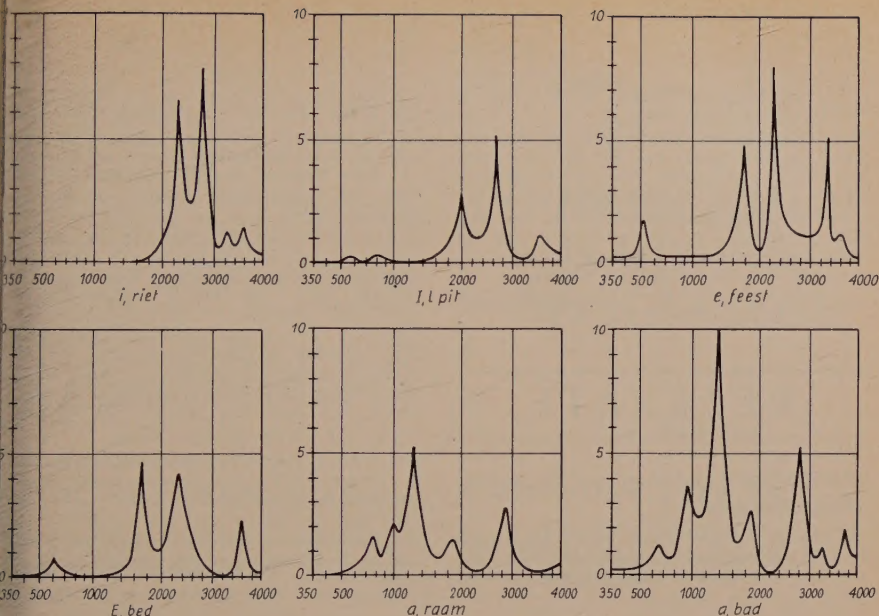


Abb. 7. Beispiele von Übertragerkurven, gemessen mit der Anordnung nach Abb. 6

sprechen (Abb. 7). Sie stimmen mit den aus der Literatur bekannten Werten gut überein. Die Halbwertsbreite der Formanten beträgt 25...150 Hz, im Mittel 85 Hz. In Zusammenhang hiermit wurden Modellversuche angestellt, in der Art, wie sie bereits H. K. Dunn unternommen hatte<sup>6</sup>). Aus der Rechnung ist mit großer Wahrscheinlichkeit zu folgern, daß die Dämpfung der hohen Formanten (über 2000 Hz) vorwiegend aus Strahlungsdämpfung besteht, die der tiefen Formanten durch das Mitschwingen der viskosen Wandungen der Innenräume verursacht wird. Die Einflüsse von Verengungen, z. B. durch den Zungenbuckel, die Größe der Mundöffnung lassen sich durch die Berechnung der entsprechenden Impedanzen bestimmen. Die Impedanz des Systems der Stimm-Lippen wird für alle Formanten in der Größenordnung  $\rho c$  ( $\rho$  = Luftdichte,  $c$  = Schallge-

schwindigkeit) geschätzt, die der Kehlwandungen pro cm Länge im Modell in der Größenordnung von 100  $\rho c$ , der viskose Widerstand pro Längeneinheit für die tiefen Frequenzen auf  $10^4 \rho c$ . Grundsätzlich gilt: Die Strahlungsimpedanz — wichtig für die hohen Formanten — ist proportional  $\omega^2$  und der Mundoberfläche. Großer Mund bewirkt eine Dämpfung der höheren Harmonischen und ist daher günstig für die Qualität der Stimme, gemäß der geforderten Teiltonbeschränkung nach F. Winckel<sup>7</sup>). Die Reibungsdämpfung (Konstriktion) — wichtig für den mittleren Frequenzbereich — ist proportional  $\omega^{1/2}$  und  $d^{-3}$  (Durchmesser der Öffnung). Bei 300 Hz ist dies wichtig für  $d \leq 3$  mm. Die Wanddämpfung, die besonders die niederen Formanten betrifft, fällt etwa mit  $\omega^{-2,5}$ .

Weiter macht derselbe Autor darauf aufmerksam, daß die Schwankungen von eingestellten Formanten nicht zu schnell erfolgen dürfen, wobei dieselben Überlegungen wie bei der Grenzwertbestimmung der Suchtongeschwindigkeit von Klanganalysen gelten, d. h. die Einschwingdauern müssen berücksichtigt werden, wenn der Vokalformant überhaupt zur Geltung kommen soll. Damit ergibt sich eine Grenze für die Sprechgeschwindigkeit, die sich z. B. für den Übergang von Vokal a zu e mit  $\frac{1}{2}$  sec bestimmt, wenn die 20. Harmonische

4) G. E. Peterson, Journ. Acoust. Soc. 24, 629, [1952] Nr. 6.

5) J. vanden Berg, Diss. Groningen [1953] (holländisch).

6) H. K. Dunn, Journ. Acoust. Soc. 22, 740, 1950. (Referiert durch F. Winckel in FUNK UND TON, Bd. 7 [1953], S. 124.

7) F. Winckel, Folia Phoniatica 4, 93, [1952] Nr. 2.



noch berücksichtigt werden soll. Die Grundton-änderung darf sich mit höchstens 50 Hz/s ändern. Durch das Vibrato wird ebenfalls eine Dämpfung der höheren Harmonischen verursacht, allerdings merklich erst ab der 20. Harmonischen.

Die Größe des Schallflusses wird für die niederen Harmonischen von 20 bis 200 cm<sup>3</sup>/s und 0,05 bis 0,5 cm<sup>3</sup>/s für die 20. Harmonische angegeben. Die Gesamtmodulation des Sprechapparates wird betrachtet als das Produkt aus FM des Kehlkopfgenerators, AM der Vokalräume und der Kopplung als Rückwirkung der Vokalräume auf den Kehlkopf.

(Wird fortgesetzt)

## REFERATE

### Nichtlineare Kondensatoren für dielektrische Verstärker<sup>1)</sup>

Die Verfasser zeigen in ihrer Arbeit einen zweistufigen dielektrischen Verstärker unter Verwendung nichtlinearer Kondensatoren, der bei

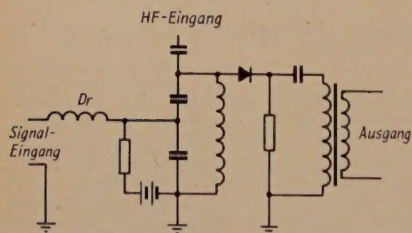


Abb. 1. Schaltung eines einstufigen dielektrischen Verstärkers

einer Eingangsleistung von 0,3 mW eine Ausgangsleistung von 300 mW (30 db) liefert. Der Aufbau des Verstärkers ist sehr einfach, Abb. 1. Die Schwingkreise enthalten jeweils zwei in Serie geschaltete nichtlineare Kondensatoren und werden auf einer Flanke betrieben. Die Signalspannung braucht dabei nur die Kreisverluste zu decken. Bei hoher Güte des Kreises wird die Ausgangsspannung bei kleinen Kapazitätsänderungen erheblich geändert.

Zur Auswahl der nichtlinearen Kondensatoren hinsichtlich Verstärkungsfaktor und Linearität wird die Abhängigkeit der Kapazität von der

Spannung betrachtet. Der Verstärkungsgewinn ist proportional

$$\delta = \frac{2 (C_1 - C_2)}{(U_1 - U_2) (C_1 + C_2)}$$

Die erreichten Werte für  $\delta$  liegen bei 0,0, bis 0,1.

Alle für nichtlineare Kondensatoren verwendeten Stoffe besitzen eine DK zwischen 2000 und 6000. Bei Hochfrequenz erfordern kleine Eingangsspannungen sehr geringe Kapazitätswerte in den Kreisen und infolgedessen sehr geringe Dicke der Dielektriken, damit ein passender Gradient bei der angewandten Signalspannung erhalten wird. Für 100 pF ergibt sich für ein Dielektrikum mit  $\epsilon = 4000$  bei einer Schichtdicke von 0,12 mm eine Fläche von etwa 15 mm<sup>2</sup>. Diese kleinen Abmessungen erfordern in der Fertigung besondere Maßnahmen. Auch ist die Spannungsempfindlichkeit derartiger Kondensatoren so temperaturabhängig, daß Thermistoren angewendet werden müssen.

Als weitere Anwendungsbeispiele spannungsabhängiger nichtlinearer Kondensatoren werden genannt: Multivibratoren, Anordnungen zur elektrischen Verzögerung, zur Frequenz- und Amplitudenmodulation oder -verdopplung sowie endlich in Filterkreisen mit elektrischer Regelung.

### Bremsgitter-Frequenzverdoppler<sup>1)</sup>

In einer Pentode, wie der 6 AS 6, ist der gesamte Katodenemissionsstrom bei einer festgelegten Gittervorspannung am Steuergitter nahezu konstant. Jedoch läßt sich der Elektronenweg in der Röhre durch eine an das Bremsgitter gelegte Spannung regeln. Für eine hohe negative Spannung am Bremsgitter geht die Hauptmenge der Elektronen zum Schirmgitter und bei einer entsprechenden positiven Spannung zur Anode. Werden nun um 180°-phasenverschobene, sinus-

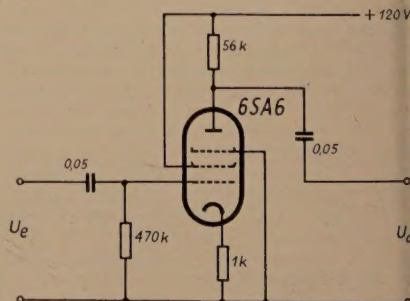


Abb. 1. Frequenzverdopplungsschaltung mit der Röhre 6 SA 6

<sup>1)</sup> Shaw, G. S., u. Jenkins, J. L.: Nonlinear capacitors for dielectric amplifiers, electronics 26 [1953], H. 10, S. 166/167.

<sup>1)</sup> Shepard, W. G.: Suppressor Grid Frequency Doubler, electronics 26 [1953], H. 10, S. 200.

förmige Spannungen gleichzeitig an das Steuer- bzw. Bremsgitter gelegt, so entsteht an der Anode eine Spannung, die einen hohen Gehalt an zweiten Harmonischen aufweist.

Durch Einstellen der richtigen Amplitude der steuernden Sinusschwingung kann dabei die Grundschiwingung fast völlig unterdrückt werden, so daß eine brauchbare Sinusschwingung von der doppelten Frequenz erhalten wird.

Bei der praktischen Verwirklichung (Abb. 1) wird ein Widerstand ohne Nebenkondensator in den Katodenweg gelegt, wodurch das Bremsgitter die um  $180^\circ$  verschobene Spannung erhält. In dieser Schaltung wird bei einer Eingangsspannung von 1,2 V eine Ausgangsspannung von angenähert 2,4 V erhalten. Eine Frequenzverdopplung nach dieser Art läßt sich bis zu den niedrigsten Frequenzen benutzen. Ohne Anwendung abgestimmter Kreise liegt die obere Grenzfrequenz bei 100 kHz. L.

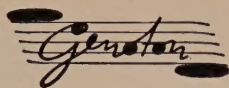
## BUCHBESPRECHUNG

Dr. - Ing. Wolfgang Dillenburger:  
**Einführung in die deutsche Fernseh-  
technik, 2. erweiterte und verbesserte  
Auflage, 512 Seiten mit 347 Abb.**

Fachverlag Schiele & Schön, Berlin SW 29,  
1953.

In der zweiten Auflage des in Fachkreisen gut eingeführten Buches macht der Verfasser die seit Erscheinen der ersten Auflage bekannt gewordenen wesentlichen Fortschritte und Erfahrungen zugänglich. Die ersten Kapitel befassen sich vor allem mit der Optik, der Umwandlung des Lichtes in elektrische Energie, mit dem Abtastvorgang, der Zeilenzahl, der Auflösung und der Frequenzbandgrenze. Sehr ausführlich werden der Breitbandvideoverstärker, die trägerfrequente Übertragung und die Erzeugung der verschiedenen, in einer Bildübertragungsanlage zur Austastung, Tastung der Schwarzsteuerungseinrichtungen und Synchronisierung notwendigen Impulsfolgen behandelt.

Weitere Kapitel sind den Modulationsgeräten, den Demodulatoren, den Ablenkgeräten, der elektronenoptischen Abbildung, den Ablenk- und Konzentriersystemen sowie der Braunschen Röhre gewidmet. Das Buch macht es sich zur Aufgabe, das Gesamtgebiet der deutschen Fernsehtechnik darzustellen und berücksichtigt auch die Abtastung von fotografischen Negativen, die Kinofilmtastung, den Fernsehrundfunk-sender und den Fernsehempfänger. Schließlich geht der Verfasser auf Störungen des Fernsehempfanges, auf störungsanfällige Synchronisierungsverfahren und u. a. kurz auf das Farbfernsehen ein. Von großem Wert ist ferner das ausführliche Literaturverzeichnis. d.



## DER TONTRÄGER FÜR MAGNETISCHE SCHALLAUFEICHNUNG

\*

*Wir liefern:*

### GENOTON TYPE ZS

Das Magnettonband für niedrige  
Bandgeschwindigkeiten 19 und  
9,5 cm/sec

### GENOTON TYPE EN

Das Magnettonband für hohe Band-  
geschwindigkeiten 76 und 38 cm/sec

### GENOTON- HILFSMATERIAL

erleichtert das Arbeiten mit unserem  
GENOTON-BAND

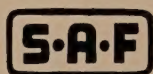
\*

Wir übersenden Ihnen auf Anforderung  
gern unser einschläg. Prospekt-Material



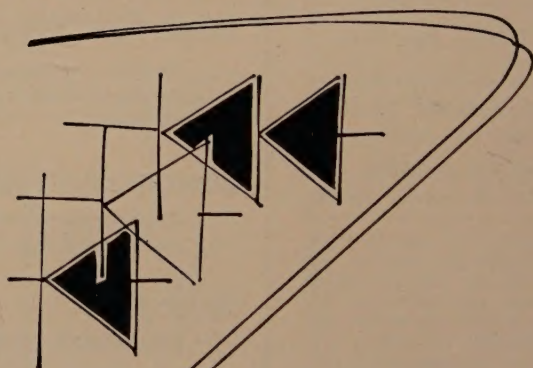
**ANORGANA G.M.B.H.**  
**GENDORF · OBERBAYERN**





**BAUTEILE**

für die Nachrichten-Technik



**Rundfunkgleichrichter**

SUDDEUTSCHE APPARATE-FABRIK G.M.B.H. NÜRNBERG